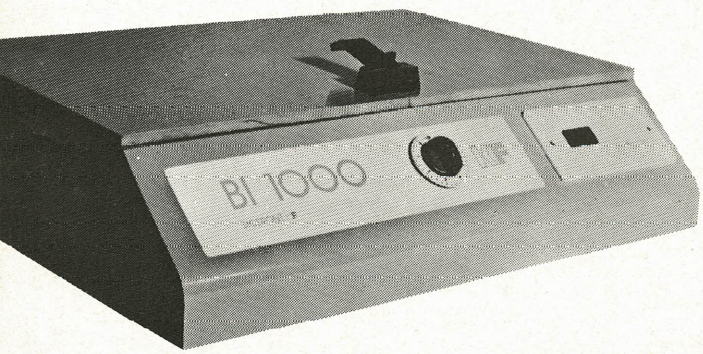
ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Trimestriel Nº 6 - Eté 1978 - 15 f

Protection des circuits imprimés et des composants électroniques.
Nettoyage des composants, des montages, des ensembles.
Nettoyage des circuits, verre, céramique. Dégrippage de sécurité.
Décapage de sécurité. Lubrifiants conducteurs, filtrants, diélectriques.
Produits d'enrobage. Antistatiques. Givrants. Résine Photo Sensible.
Soudage et dessoudage. Blindage vernis conducteurs ou diélectriques.

Matériel pour la fabrication des circuits imprimés.

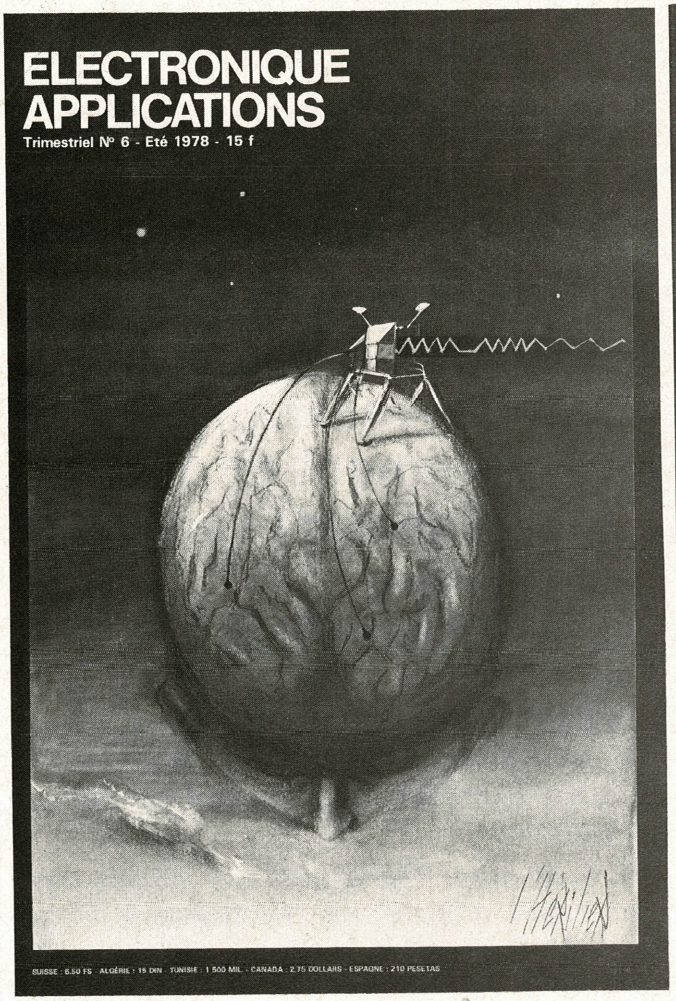


BI 1000 : Banc à insoler (240mm x 410mm) pour circuits imprimés.

FIXIRCUIT : Plan de travail pour percer, câbler, souder, positionner.
Utilisable pour des circuits imprimés de 280mm x 400mm et plus.

PERCEUSE DIRECTE : 220 Volt.

SICERONT KF® 304, Bd Charles de Gaulle 92390 Villeneuve-la-Garenne
Tél : 794 28 15 (5L.) - Télex : 630984 F



Société Parisienne d'Edition
Société anonyme au capital de 1 950 000 F
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris
Direction – Rédaction – Administration – Ventes :
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19
Tél. : 200.33.05.
Publicité : Société Auxiliaire de Publicité
43, rue de Dunkerque, 75010 Paris – Tél. : 285.04.46.

Président-directeur général : Directeur de la publication
Jean-Pierre Ventillard
Rédacteur en chef
Jean-Claude Roussez

Ont participé à ce numéro : **Bernard Audisio, Jean-Claude Baud, André Billès, Jos De Neef, Michel De Pracontal, André Doris, Claude Gastaud, Pierre-Louis Grenier, Patrick Gueulle, Daniel Heyden, Jacky Jégou, Félix Juster, Pierre Lemeunier, Jean-Louis Milhaud, Catherine Peaucoup, Joël Ranchet, Annie Roualet, Frédéric Rutkowski, Jean Sabourin, Jacques Trémolières.**

Maquette : **Michel Raby**
Couverture : **Gilbert L'Héritier**

Ce numéro a été tiré à
62 000 exemplaires

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris
1 ans (4 numéros) : **48 F** (France) – **65 F** (Etranger)
Copyright 1978 – Société Parisienne d'Edition
Dépôt légal 2e trimestre 78
N° éditeur : **614**
Distribué par SAEM Transports presse
Imprimerie : Edicis, 75019 Paris

Electronique Applications décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles. Celles-ci n'engageant que leurs auteurs.

SOMMAIRE

Analyse

La famille C.MOS et son utilisation 75
La B.L.U. 103
Evolution des télécommunications grâce à la photonique et aux fibres optiques 153

Applications

Amplificateur B.F. à V.MOS 11

Circuits intégrés

Discriminateur à fenêtre TCA 965 25

composants

Les éliminateurs de surtensions 93
Diodes et diodes zéner (suite) 159

Electronique médicale

Les pace-makers 5
Mesure de la compliance et des résistances pulmonaires 51

Etude

Etude d'une logique de jeu vidéo (fin) 59
Amplification H.F. de puissance 107
Expériences d'optique en hyperfréquence 123
Calcul des lignes d'accord en U.H.F. 134

Mesures

La mesure des valeurs efficaces vraies (fin) 43

Programme musical pour microprocesseurs 163

Schémathèque

A travers la presse technique 69

Technologie

Le circuit imprimé 85

Visite

Radio Monte-Carlo, Radio Andorre, Sud Radio 120

La Conception Assistée par Ordinateur 19
Encart Lambda 35 à 42
Bulletin d'abonnement 92
Bibliographie 132
Fiches techniques : microprocesseurs 139
Réseaux de distribution des semi-conducteurs 147
Nouveautés-Informations 166

attention !
nouvelle adresse :
7, avenue Parmentier

PAS DE BARRIERE POUR RADIO VOLTAIRE

En Stock

TEXAS INSTRUMENTS
RTC-COGECO
SIGNETICS
INTERNATIONAL RECTIFIER
GENERAL INSTRUMENT EUROPE
A. JAHNICHEN & Cie
GENERAL ELECTRIC
SEMIKRON, etc.

RAPY 6

RADIO VOLTAIRE
Division Electronique Industrielle
Mairie du 11e Arr. - Métro : Voltaire
7, avenue Parmentier - 75011 Paris
Tél. : (1) 379.50.11 - Télex 680.952 F

TITULAIRES DU BTSE, D'UN DUT (option électronique) OU NIVEAU EQUIVALENT

Progressez plus facilement et plus rapidement vers la carrière d'INGENIEUR

— L'Ecole Centrale d'Electronique peut vous le permettre en 2 ans en suivant le COURS SUPERIEUR préparant à la carrière d'Ingénieur.

— Formation Théorique et Pratique dans un esprit adapté aux Techniciens Supérieurs préparant la fonction d'Ingénieur et permettant d'accéder plus aisément à la VIE INDUSTRIELLE.

— Depuis très longtemps ce cours a magnifiquement atteint son but comme le montre :

- les possibilités d'emplois offertes par le Bureau de Placement de l'Ecole,
- l'exemple des anciens du « Cours Sup » groupés en une Société des Ingénieurs, anciens élèves de l'Ecole CENTRALE D'ELECTRONIQUE,
- Bourses d'Etat - Statut d'étudiant,
- Etablissement mixte,
- Inscriptions jusqu'à la mi-septembre.

Renseignements et Documentation sur simple appel téléphonique.

ECOLE CENTRALE DES TECHNICIENS DE L'ELECTRONIQUE
Reconnue par l'Etat
12, rue de la Lune, 75002 PARIS
Tél. 236.78.87 +

Etablissement privé d'Enseignement Technique et Technique supérieur

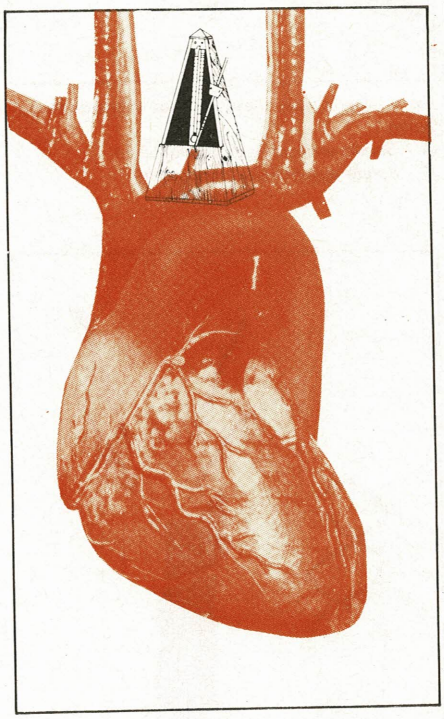
Electronique médicale

La première implantation d'un stimulateur cardiaque chez l'homme a été réalisée il y a déjà vingt ans.

A l'heure actuelle, 300 000 à 400 000 personnes sont « appareillées ». Des services hospitaliers désormais spécialisés pratiquent au total plus de 70 000 poses par an.

Qu'est-ce donc que ce « pace-maker » à qui de si nombreux patients doivent de mener une vie normale ?

Le stimulateur cardiaque implantable ou « Pace-Maker »



Introduction

Les cellules du myocarde (muscle cardiaque) peuvent se contracter de façon autonome, sans excitation extérieure, à un rythme de l'ordre de 40 contractions par minute.

Il existe par ailleurs dans le cœur un réseau de cellules particulières qui transmettent à l'ensemble du cœur à partir de points particuliers appelés centres une excitation à rythme plus rapide correspondant au rythme cardiaque normal. Le centre principal est situé dans la paroi de l'oreillette ; il fournit une excitation à 75/80 coups par minute qui est retardé et transmise ensuite au ventricule.

L'ensemble du cœur se contracte ainsi au rythme de 75/80 battements par minute.

Les phénomènes de conduction de l'excitation mis en œuvre dans ce processus sont de nature biochimique. (voir notre article « L'électrocardiogramme » Electronique Applications N° 3 pages 5 et 6). Il existe des maladies par lesquelles ce mécanisme est troublé ; le réseau conducteur oreillettes – ventricules peut même être coupé totalement ou partiellement, de façon permanente ou temporaire. En cas de coupure totale, le rythme des contractions ventriculaires ne suit plus le rythme des oreillettes (75/80 coups par minute) ; les ventricules battent alors à leur rythme propre (30 à 40 contractions par minute). Il y a alors bien évidemment baisse du débit cardiaque et absence quasi totale d'adaptation de ce débit à l'effort fourni par le patient (maladie de Lenégre, évoluant à terme en bloc amiculo-ventriculaire complet).

Une chimiothérapie adéquate peut permettre d'accroître le rythme des contractions propres du ventricule et restaurer un débit cardiaque normal. Malheureusement le dosage en est difficile et le surdosage dangereux. Par ailleurs ce procédé ne résoud que très partiellement le problème de l'adaptation à l'effort ; il ne s'agit donc que d'une solution paliative.

On a donc pensé, il y a plus de vingt ans, à remplacer l'excitation absente par une stimulation électrique extérieure des ventricules : on applique directement sur le myocarde à l'aide d'électrodes adéquates des secousses électriques particulières à un rythme contrôlé par un dispositif électronique

externe ou implanté baptisé « pace-maker ». Le « pace-maker » entraîne les contractions cardiaques (systoles) au rythme des impulsions électriques qu'il fournit : c'est l'entraînement électrosystolique.

Les paramètres définissant les impulsions électriques appliquées au myocarde ne sont pas quelconques : ils ont été déterminés par l'expérimentation animale et les essais cliniques. Nous les détaillerons dans la suite de notre exposé.

Application de la stimulation au myocarde : les électrodes

Stimulation dite « externe » :

La première idée venue à l'esprit des expérimentateurs a été de stimuler le cœur de façon externe, au travers des muscles de la cage thoracique, grâce à des électrodes appliquant sur la poitrine des impulsions de tension relativement élevée.

Ce type de stimulation est effectivement utilisé dans les cas d'extrême urgence. Elle présente l'inconvénient d'entraîner simultanément la stimulation des muscles voisins des électrodes (en particulier des pectoraux). Elle est donc pénible et douloureuse et ne peut-être maintenue que quelques instants qui permettent au personnel médical l'installation d'un autre mode de stimulation

Stimulation par sonde interne :

Stimulation épicardique : la mise en place de ce procédé de stimulation nécessite l'ouverture du thorax et du sac péricardique dans lequel est enfermé le cœur. Le chirurgien met alors en place sur le myocarde une (stimulation monopolaire) ou deux électrodes (stimulation bipolaire), au niveau du ventricule gauche, plus épais et solide que le ventricule droit. Ces électrodes sont cousues en place et reliées à un boîtier électronique externe ou implanté, grâce à un câble très souple et résistant.

La mise en place de cette stimulation est relativement traumatique pour le patient : elle nécessite une anesthésie générale et l'ouverture du thorax. Il se forme par ailleurs lors de la mise en place des électrodes sur le myocarde un petit hématome dont la cicatrisation peut faire évoluer dans le temps la qualité du contact électrode-muscle et compromettre la qualité de la stimulation **(fig. 1B)**.

La connexion de l'électrode au boîtier électronique subit quant à elle d'importantes contraintes mécaniques, particulièrement au niveau de la paroi cardiaque et du passage entre les côtes sur lesquelles il peut y avoir usure par frottement. Les constructeurs ont donc été amenés à des conceptions très particulières (conducteurs spiralés, particulièrement souples etc.).

La fixation de l'électrode sur le myocarde est par contre très sûre. L'entraînement électrosystolique peut donc demeurer satisfaisant à long terme compte-tenu des restrictions ci-dessus (hématome sur le myocarde).

Stimulation endocavitaire : on introduit par voie endoveineuse, sous contrôle radioscopique (amplificateur de brillance) soit une électrode provisoire souple (urgence) soit une électrode définitive plus solide **(fig. 1A)**.

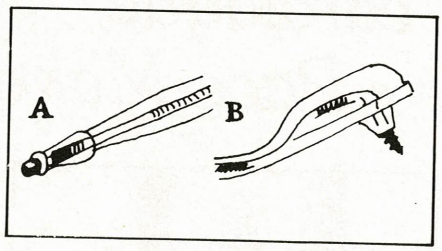


Fig. 1 – Deux types d'extrêmité de sonde de stimulation.
A – Sonde endocavitaire monopolaire.
B – Sonde épicardique monopolaire.

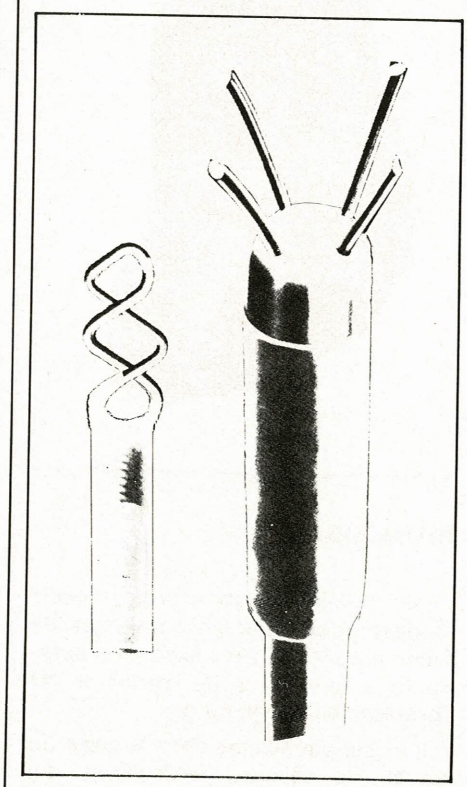


Fig. 2. – Deux exemples d'extrêmités spéciales de sondes endocavitaires.

Par la veine céphalique (au sillon delto-pectoral), la veine jugulaire externe au cou ou même la veine jugulaire interne, on « pousse » cette électrode dans la veine cave supérieure puis dans l'oreillette droite et dans le ventricule droit, où la sonde se bloque et s'accroche dans les piliers, grâce à la forme de son extrêmité **(fig. 2A et B)**. L'électrode ainsi introduite est en général unipolaire et est reliée au boîtier électronique externe (stimulation d'urgence en attente) ou interne, implanté entre la peau et la paroi abdominale ou sous l'aisselle entre la peau et la paroi thoracique. Le câble de liaison est de même technologie que précédemment : conducteur en acier inoxydable spiralé, protégé par un élastomère silicone.

La mise en place de ce procédé de stimulation se fait sous anesthésie locale et est beaucoup moins traumatique que la mise en place de la stimulation épicardique.

Néanmoins, il faut remarquer que les énergies demandées au « pace-maker » sont plus importantes en « endocavitaire » qu'en « épicardique » ce qui réduit la durée de vie des piles.

Il existe par ailleurs des risques de déplacement de la sonde à l'intérieur du ventricule droit qui peuvent perturber l'entraînement électrosystolique (on peut trouver jusqu'à 15 % de tels incidents, qui apparaissent dans les premiers jours de stimulation. Des équipes très expérimentées parviennent à réduire ce taux à 2 % / 5 %.

On peut également noter qu'à la longue une fibrose apparait autour de l'extrémité de l'électrode et peut modifier les caractéristiques de la stimulation.

Le stimulateur proprement dit ou « pace-maker »

Les circuits électroniques destinés à fournir et contrôler la stimulation appliquée au muscle cardiaque peuvent être de réalisation traditionnelle (stimulation d'attente par un boîtier externe) ou être inclus dans un boîtier étanche destiné à être placé sous la peau du patient par le chirurgien afin de rester implanté plusieurs années.

Ces boîtiers ont tout d'abord été réalisés par enrobage, grâce à des résines époxydes et des élastomères silicones, de circuits électroniques traditionnels.

Les techniques de soudure ayant notablement progressé, la tendance actuelle est de loger l'électronique, plus sophistiquée qu'auparavant, réalisée en circuits hybrides ou en L.S.I., ainsi que la source d'énergie, dans des boîtiers métalliques (en général titane pur) qui peuvent maintenant assurer l'étanchéité nécessaire.

Ces boîtiers assurent d'ailleurs la fer-

meture du circuit électrique dans le cas de la stimulation unipolaire (le boîtier constitue l'électrode indifférente). La **figure 3** donne un exemple de cette toute nouvelle technologie.

Les boîtiers des « pace-makers » doivent résister à des contraintes très particulières, nées du milieu biologique où ils sont implantés : température relativement élevée (37°), infiltration et attaque par des éléments organiques.

Le circuit électronique

Nous avons cité, en parlant des électrodes, deux procédés possibles de stimulation : la stimulation bipolaire et la stimulation monopolaire. Ces deux principes peuvent être envisagés pour chaque type d'électrode (épicardique ou endocavitaire).

Stimulation bipolaire : le courant de stimulation circule dans le muscle cardiaque par deux voies de contact, d'où l'emploi de deux électrodes dans le cas de la stimulation épicardique ou d'une électrode à double fils conducteurs pour la stimulation endoveineuse.

Stimulation unipolaire : le courant de stimulation emprunte une seule voie de contact avec la paroi cardiaque puis chemine à travers l'organisme dont le milieu intérieur est bon conducteur de l'électricité. Une électrode métallique sur la paroi du « pace-maker » (ou le boîtier lui-même s'il est métallique) permet de refermer le circuit électrique.

Les différents modes de fonctionnement des « pace-makers »

Stimulateurs à rythme fixe : ce fût le premier type de stimulateur réalisé : un oscillateur fournit aux électrodes des impulsions calibrées en durée et en amplitude (5 à 6 V max. durée de 0,5 à 1 ou 2 ms) et à un rythme fixé une fois pour toute (de l'ordre de 70 à 75 coups par minute). La tension peut être ajustée par l'opérateur au moment de la pose ; on obtient en général des stimulations correctes pour des tensions de quelques volts, ce qui correspond à des courants de stimulation de quelques milliampères. Ce type de stimulateur ne permet évidemment pas l'adaptation du rythme cardiaque à l'effort fourni par le patient qui peut être amené si cela est nécessaire à réduire son activité physique.

Stimulateurs synchrones : ils fournissent aux ventricules une excitation à un rythme qui est celui des oreillettes, capté éventuellement par une électrode supplémentaire (captation de l'onde P).

Ce type de « pace-maker » permet dans une certaine mesure une adaptation du rythme cardiaque à l'effort.

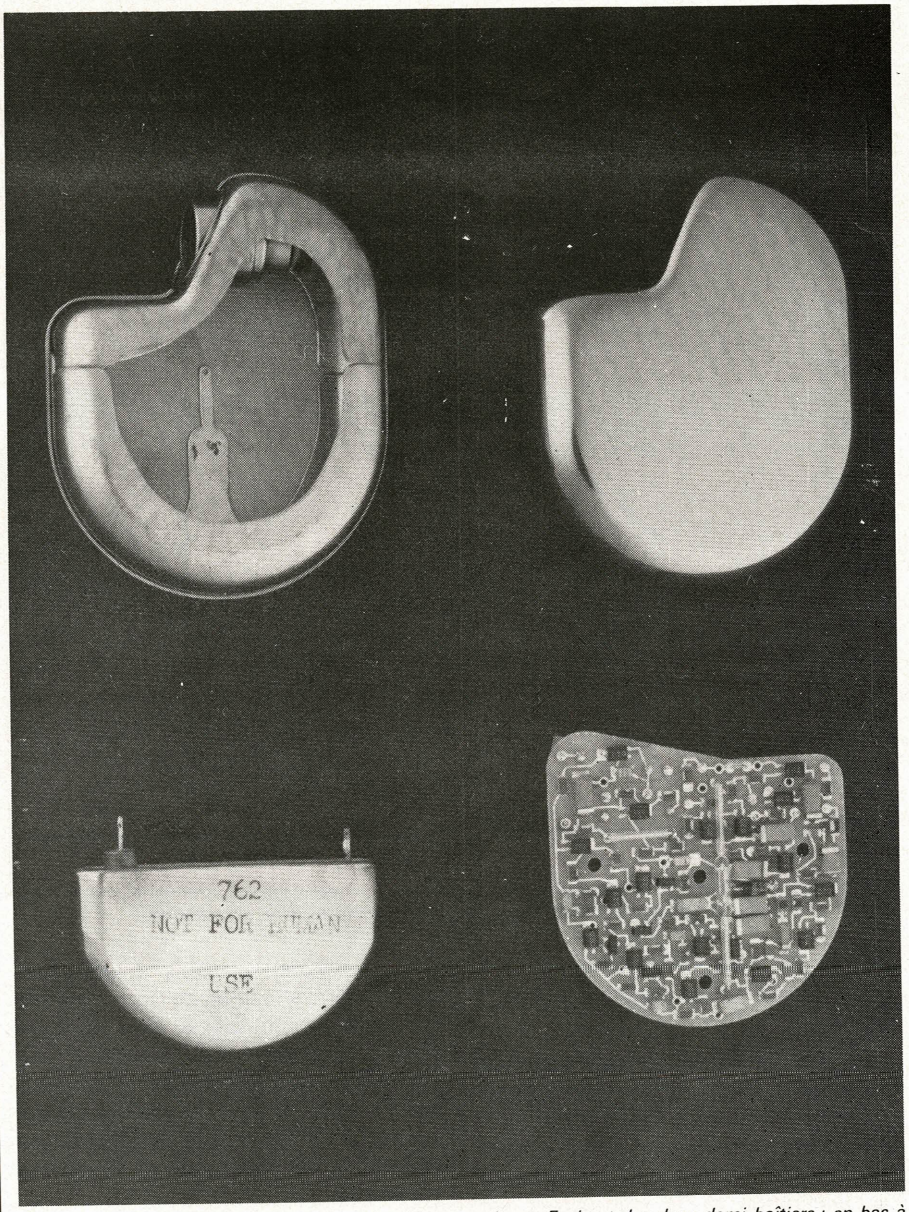


Fig. 3. – Exemple de technologie d'un stimulateur moderne. En haut, les deux demi-boîtiers ; en bas à gauche, la pile au lithium ; en bas à droite, le circuit hybride (photographie publiée avec l'autorisation de ELA Medical).

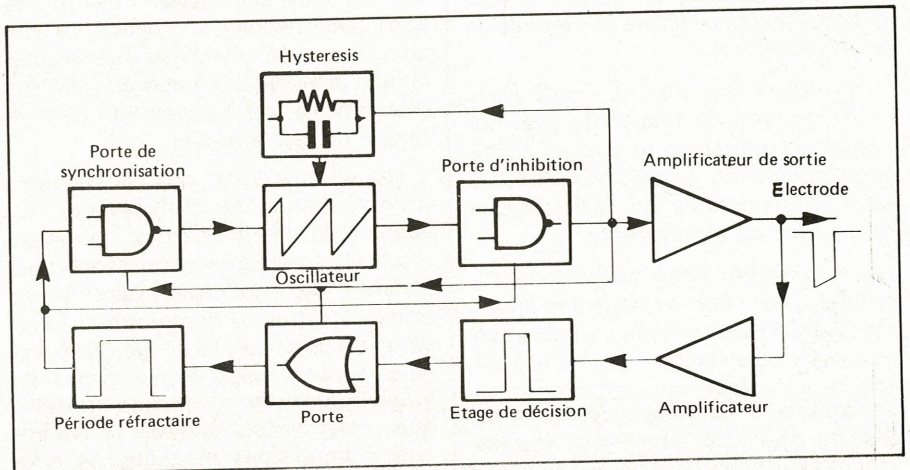


Fig. 4. – Schéma synoptique d'un stimulateur « sentinelle ». (Dessin publié avec l'autorisation de ELA Médical).

Stimulateurs « sentinelles » : certains malades peuvent dans l'évolution de leur affection récupérer de façon transitoire ou définitive une activité cardiaque qui leur est propre. Si le stimulateur employé est « à rythme fixe », il risque alors d'y avoir compétition entre le rythme propre du malade et le rythme induit par le pace-maker. Cet état de fait est dangereux et peut conduire à des troubles mortels comme la fibrillation ventriculaire. (voir

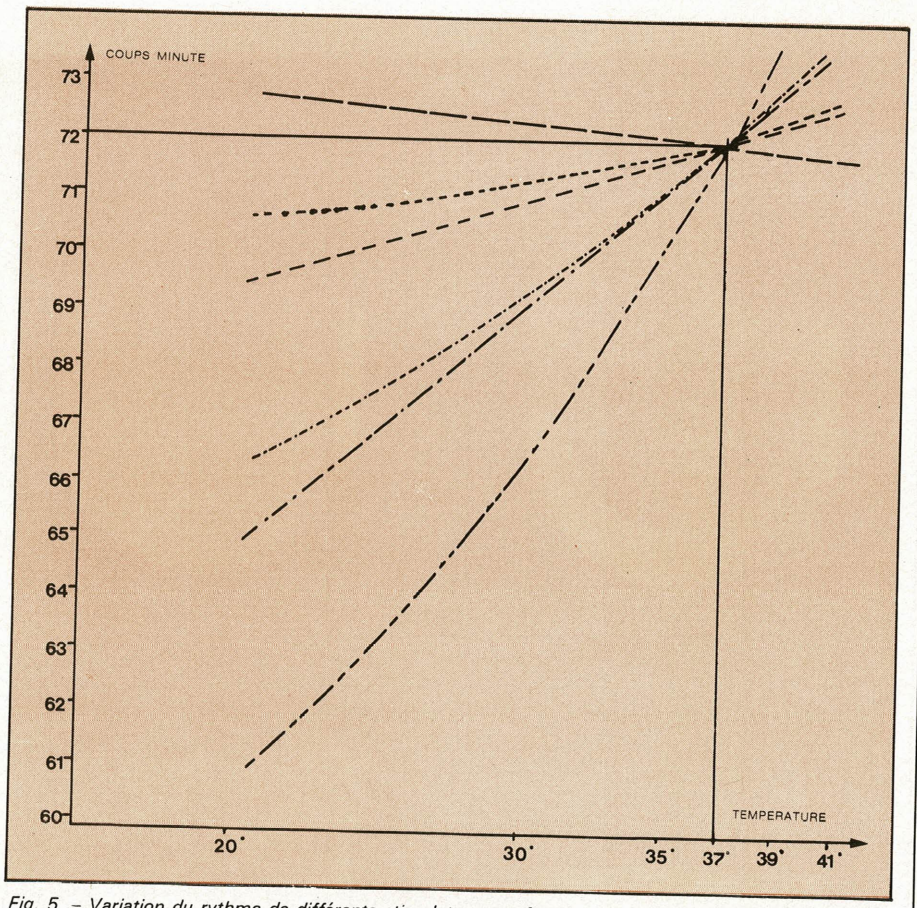


Fig. 5. – Variation du rythme de différents stimulateurs en fonction de la température.

l'article sur « La défibrillation électrique ». Electronique Applications n° 5 **fig. 5).**

Les constructeurs ont donc élaboré des stimulateurs plus sophistiqués équipés d'un circuit détecteur de l'activité électrique propre du cœur : en cas de présence d'activité ventriculaire normale (onde R), le stimulateur est inhibé. Si au contraire le circuit ne détecte aucune activité cardiaque autonome pendant un certain temps, le « pace-maker » délivre son impulsion de stimulation.

On notera que c'est la même électrode qui sert au recueil de l'activité cardiaque autonome et à l'application de la stimulation. La **fig ure 4** donne le schéma synoptique de l'électronique de ce type de stimulateur.

L'amélioration de la qualité de la stimulation est obtenue dans ces appareils au prix d'une grande complication du circuit électronique, ce qui a posé aux constructeurs des problèmes de consommation d'énergie accrue et de fiabilité dégradée, problèmes résolus maintenant grâce aux nouvelles sources d'énergie et aux nouvelles technologies (circuits hybrides, circuits L.S.I. etc.)

Stimulateur « vario » : les stimulateurs « vario » peuvent être à rythme fixe, synchrones, ou sentinelles. Il s'agit d'un perfectionnement qui permet au stimulateur de mesurer à tout instant par lui-même le seuil d'excitation, c'est-à-dire la tension de l'impulsion de stimulation nécessaire pour déclencher une contraction cardiaque. Ce type de stimulateur permet en particulier de tenir compte de l'évolution au cours du temps de la résistance de contact entre l'électrode et le muscle cardiaque.

Dispositifs accessoires : les divers constructeurs ont peu à peu développé des circuits accessoires, incorporés aux « pace-maker » afin de rendre plus souple sa mise en service et éventuellement le rendre adaptable aux besoins des patients, ou à l'évolution dans le temps de leur affection,

– les stimulateurs programmables : programmation de la fréquence, de l'amplitude des impulsions, même du mode de fonctionnement (synchrone, rythme fixe, sentinelle) grâce à des potentiomètres ou commutateur pouvant être commandés en général à travers la peau grâce à des dispositifs magnétiques (entraînement mécanique, magnétique système « Tourniquet », impulsions magnétiques émises par un programmateur posé sur le thorax et décodées par un circuit de réception dans le « pace-maker » etc.),

– dispositifs modifiant certaines caractéristiques du stimulus afin d'avertir de l'état d'usure de la source d'énergie, en mettant en service une « réserve » lorsque l'usure a atteint un certain seuil,

– circuits de captations d'énergie par voie magnétique, au travers de la peau, pour le dépannage d'urgence des « boîtiers » dont les sources d'énergie sont épuisées.

Contraintes propres aux circuits électroniques : les circuits électroniques des « pace-maker » doivent bien sûr présenter une excellente fiabilité : les composants employés sont sélectionnés dans ce but. La tendance générale actuelle est à l'emploi de circuits hybrides **(voir fig. 3)** ou même de circuits intégrés L.S.I. développés spécialement.

D'autre part, les spécifications électriques doivent présenter d'excellentes caractéristiques de stabilité en fonction de la température (une petite fièvre ne doit pas faire varier la fréquence du pace-maker !) et en fonction du temps, même compte-tenu de l'épuisement des sources d'énergie. **(voir fig. 5).**

Les « pace-makers » doivent par ailleurs présenter une excellente immunité aux parasites de type industriel : champs magnétiques ou électriques à 50 Hz, champs radioélectriques créés par les émetteurs de radiodiffusion etc.

Le fonctionnement des « pace-maker » ne doit pas être affecté par les rayons X, la radiographie faisant partie de la panoplie des moyens de contrôle de l'ensemble de stimulation.

L'immunité au rayons γ doit aussi être bonne afin que les patients appareillés puissent subir des examens en médecine nucléaire (mesure de débit cardiaque par dilution de radio-éléments par exemple).

Enfin, les « pace-maker » doivent être insensibles aux chocs électriques de défibrillation qui peuvent devoir être appliqués au malade appareillé (voir notre article « La défibrillation électrique - Electronique Applications n° 5).

Les sources d'énergie

La consommation électrique moyenne d'un stimulateur cardiaque implantable est de l'ordre de 0,2 à 0,5 mW.

La capacité théorique des sources d'énergie standard employées est de l'ordre de 1 à 2 Ah.

Piles au mercure : elles ont constitué la source d'énergie standard jusqu'à ces dernières années.

La batterie est constituée par l'association en série de 5 ou 6 éléments; certains « pace-makers » possèdent un élément en réserve mis automatiquement ou manuellement en service (grâce à un aimant posé sur la peau et à un I.L.S. dans le stimulateur) lorsqu'un certain seuil d'usure est

atteint, accordant ainsi au porteur un délai pour organiser le remplacement de son appareil.

La durée de vie de ces sources d'énergie varie entre 18 et 36 mois selon l'énergie de stimulation demandée au « pace-maker ».

Piles à l'iodure de lithium : ces nouvelles piles permettent d'obtenir les capacités nécessaires sous un volume et avec un poids plus réduits que les piles au mercure. Elles sont systématiquement employées à la place des précédentes sur les nouveaux produits et permettent d'espérer des durées de vie de 8 à 10 ans. Signalons au passage qu'une société française produit une pile un peu différente (lithium/chromate d'argent) fort réputée et utilisée de par le monde.

L'énergie nucléaire : des stimulateurs employant l'énergie nucléaire sont commercialisés depuis quelques années. Plus de 1 000 appareils de ce type sont actuellement en service. Leur diffusion est cependant limitée par leur prix élevé et par les problèmes de sécurité posés par la dispersion de matériaux radioactifs (plutonium). La durée de vie espérée est de l'ordre de 10 à 12 ans.

Ces grandes durées de vie sont comparables à ce qu'il est possible d'attendre de la fiabilité du circuit électronique. Malheureusement le problème de la longévité des électrodes ou sondes de stimulation reste posé. Il n'est pas certain que ce facteur ne devienne l'élément déterminant de limitation de la durée de vie des systèmes de stimulation.

Nouvelles énergies : l'énergie biogalvanique : on pense de plus en plus à utiliser les milieux ionisés de l'organisme afin que ce dernier fournisse lui-même l'énergie nécessaire au stimulateur,

– les piles à combustibles : d'ores et déjà, des piles utilisant le glucose ont été mises au point et seraient implantables.

La surveillance médicale

La surveillance médicale des patients appareillés est impérative : sans leur stimulateur, ils ne peuvent mener une vie normale, certains ne vivent même que grâce au « pace-maker » (on dit qu'ils sont « pace-maker dépendants »).

Une certaine éducation du malade est nécessaire afin qu'il puisse dans une certaine mesure se contrôler lui-

Fig. 9. – Un appareil destiné au chirurgien. Cet appareil permet la mesure, lors de l'implantation, des paramètres de stimulation (seuil de stimulation en particulier) et la vérification des stimulateurs avant et après implantation. (Photo ELA Médical).

Spécifications

Stilith 60

Source d'alimentation
Pile lithium iodine Catalyst Research. Modèle 804/23 1,3 AH.

Durée de vie prévisionnelle
Stimulation continue sur 500 Ω de charge : 5 ans.

Stilith 120

Source d'alimentation
Pile lithium iodine Wilson Greatbatch. Modèle 762 2,7 AH.

Durée de vie prévisionnelle
Stimulation continue sur 500 Ω de charge : 10 ans.

Stilith 60 et 120

Encapsulation
Boîtier en titane pur hermétiquement scellé.
Polissage manuel à l'alumine.

Dimensions
Grand axe : 60 mm
Petit axe : 50 mm
Epaisseur : 16,5 mm
Volume : 36 cm^3

Poids
Stilith 60 : 72 g
Stilith 120 : 81 g

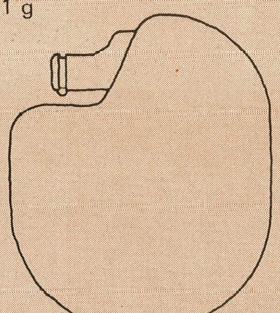


Fig. 10. – Exemple de « pace-maker » et de caractéristiques d'alimentation et d'encombrement correspondantes. (Document ELA Médical).

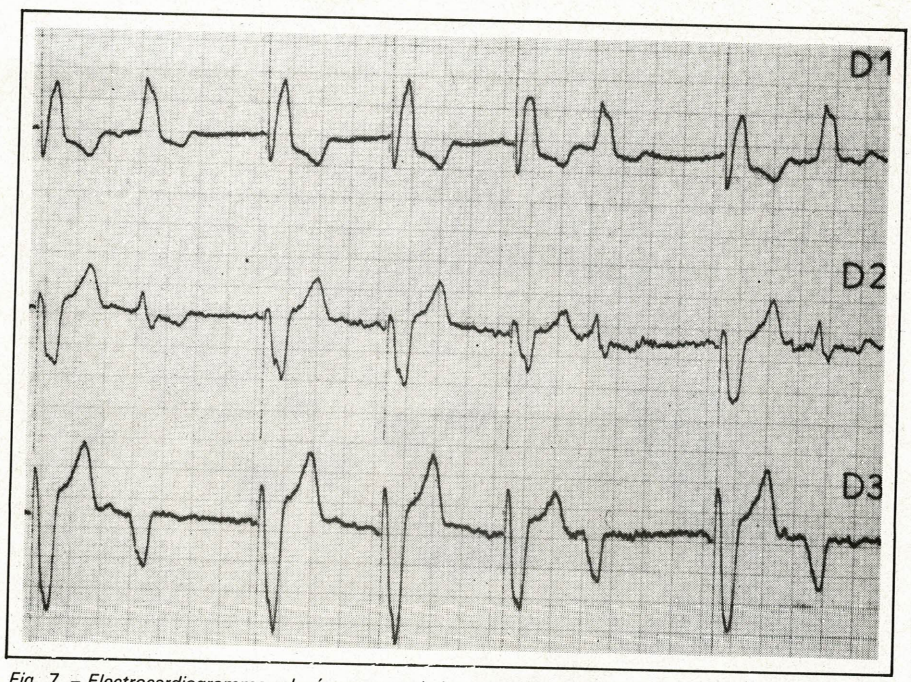


Fig. 7. – Electrocardiogramme relevé sur un malade appareillé d'un stimulateur sentinelle. On peut distinguer les systoles entraînées et le rythme cardiaque propre du patient.

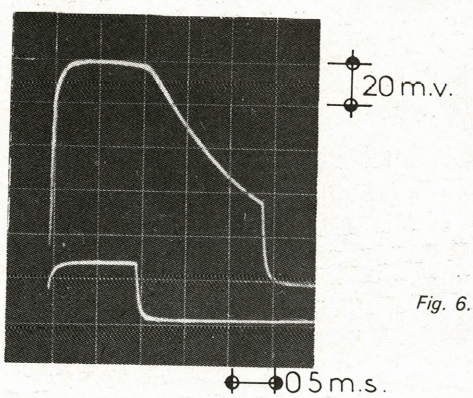


Fig. 6. – La photoanalyse de l'impulsion de stimulation.

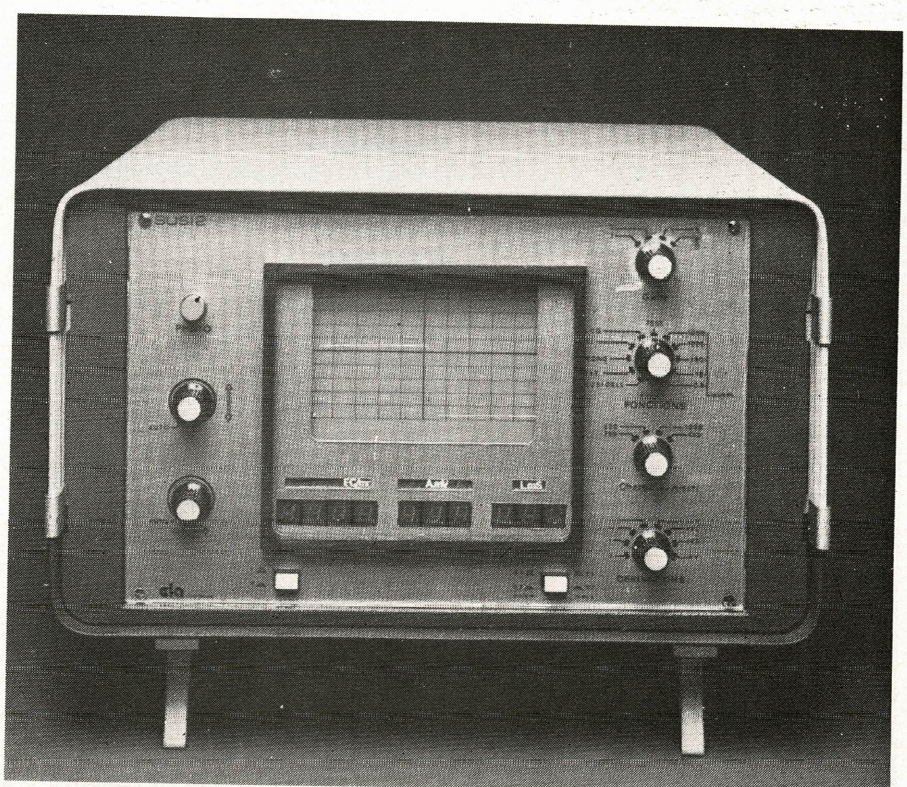


Fig. 8. – Un appareil commercial permettant la photoanalyse et la mesure des divers paramètres de l'impulsion de stimulation. (Photo publiée avec l'autorisation de ELA Médical).

même et diagnostiquer des incidents de fonctionneent (prise régulière du pouls etc.).

Diverses techniques permettent la surveillance du bon fonctionnement de l'ensemble de stimulation.

L'électrocardiogramme : technique la plus évidente puisqu'il s'agit de surveiller l'activité cardiaque, du point de vue électrique. L'impulsion de stimulation apparait sur l'électrocardiogramme sous forme d'un trait vertical d'amplitude plus ou moins grande, mais constante sur un même tracé (voir **fig. 7**). Toute impulsion doit être suivie d'une contraction cardiaque à morphologie d'extrasystole, sauf bien sûr dans le cas du stimulateur à rythme fixe si le cœur a repris une activité propre : l'impulsion de stimulation peut alors tomber en période réfractaire du cycle cardiaque et ne pas entraîner de contraction.

L'électrocardiogramme permet la mesure de la fréquence du « pacemaker », le diagnostic des anomalies de déclenchement des stimulateurs « sentinelle » et synchrone etc.

La radioscopie thoracique : elle permet de mettre en évidence le trajet et le positionnement de l'électrode de stimulation.

La photoanalyse : c'est l'étude approfondie de l'impulsion de stimulation sur un oscilloscope. Cette impulsion est extraite de l'électrocardiogramme ; on peut mesurer ses temps de montée et de descente, son amplitude, vérifier sa durée, sa stabilité etc. **(fig. 6)**. Ce procédé est réservé aux centres spécialisés puisqu'il nécessite un équipement spécial relativement onéreux **(fig. 8)**.

Les dispositifs de télémétrie téléphonique : permettent au malade appareillé de soumettre régulièrement son électrocardiogramme à l'examen du spécialiste, tout en lui évitant des déplacements toujours astreignants.

Conclusion

Les stimulateurs cardiaques implantables permettent de rendre une vie normale aux malades victimes de troubles du rythme cardiaque. La durée de vie des matériels implantés s'accroissant significativement de jours en jours, grâce en particulier au développement de nouvelles sources d'énergie, les porteurs peuvent se réintégrer totalement dans leur milieu familial, social et professionnel et oublier que la vie normale qu'ils mènent n'est possible que grâce à quelques circuits électroniques...

D. HEYDEN
Ingénieur d'Etudes
MIRA Electronique

Les transistors à effet de champ, et en particulier les transistors de technologie MOS (Métal – Oxyde – Semi-conducteurs) sont utilisés depuis quelques années dans de nombreux appareils, étages haute fréquence de récepteurs, circuits intégrés C – MOS par exemple.

La principale limitation à l'extension de cette technologie était la faible puissance admissible par ces structures. Aujourd'hui, les fabricants de semi-conducteurs sont parvenus à produire des composants utilisables pour des applications de puissance moyenne (V. MOS).

Nous présenterons d'abord ces nouvelles structures et, après un rappel des problèmes de l'amplification basse fréquence, nous montrerons comment les MOS peuvent apporter des solutions. Nous décrirons enfin un amplificateur d'une puissance de 40 W utilisant des transistors MOS en étage final et dont le taux de contre-réaction est de seulement 20 décibels.

Amplificateur basse fréquence à transistors M.O.S. de puissance

Transistors MOS de puissance

Ces composants fonctionnent suivant le principe des transistors Métal-Oxyde-Semi-conducteurs. Pour obtenir des puissances commandées suffisamment élevées, on a fait appel à une structure verticale **(fig. 1)** appelée V. MOS.

Le silicium utilisé est constitué par un substrat de type N+ épitaxié en surface par une couche N ; dans cette couche, on réalise par diffusion un ilôt P, puis dans celui-ci un ilôt de type N+. Par attaque anisotropique, c'est-à-dire suivant l'angle du cristal de sili-

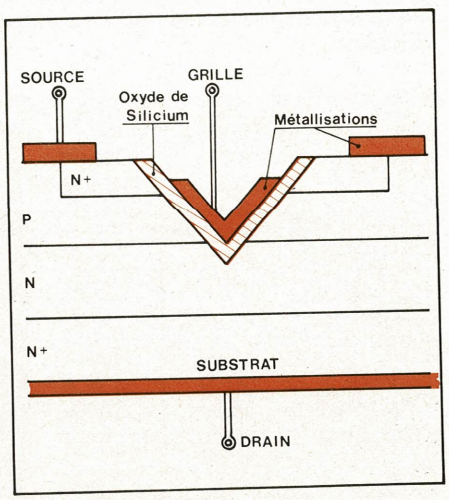


Fig. 1. – Structure des V.MOS

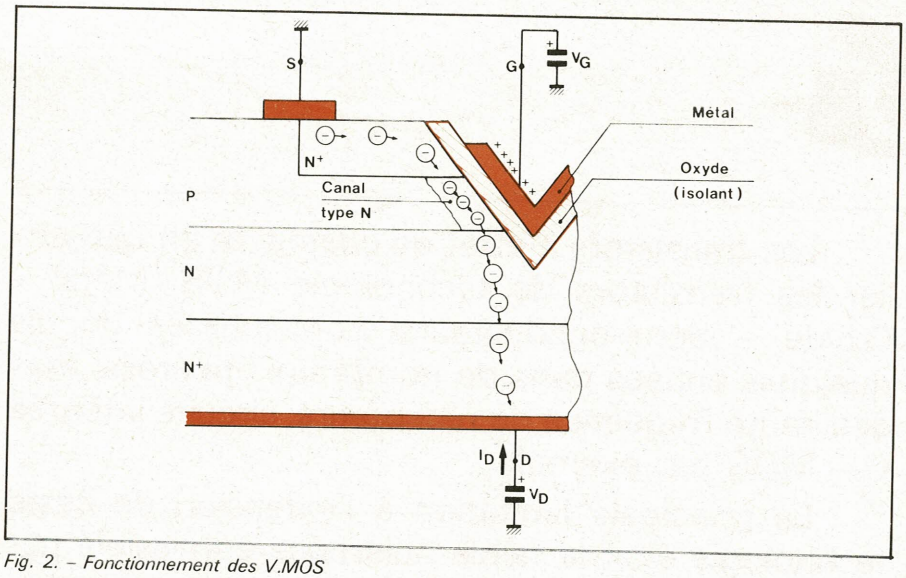


Fig. 2. – Fonctionnement des V.MOS

cium (57°), on taille un « V » au milieu de l'ilôt N+. La pointe du V atteint la couche N épitaxiée. On oxyde le silicium sur toute la surface du V puis on le métallise pour former l'électrode de « grille ». On obtient l'électrode de « drain » en métallisant le substrat N+ et l'électrode de « source » en métallisant la partie restante de l'ilôt N+ en empiétant sur la zone P.

En fonctionnement, la grille est polarisée positivement par rapport à la source **(fig. 2)**. Le champ électrique résultant induit un canal de type N, dans le volume de la couche P faisant face à la grille. Un courant d'électrons peut circuler de la source vers le drain en passant par le canal. Les électrons, qui sont ici les porteurs majoritaires, sont seuls en jeu dans le phénomène, ce qui assure une grande rapidité.

L'avantage de cette structure est d'accepter des courants drain-source relativement importants grâce à la largeur du canal. De plus, on peut facilement placer plusieurs V en parallèle sur le même cristal.

Actuellement les transistors MOS de puissance disponibles en France sont fournis par Siliconix. La gamme comprend sept modèles donnés dans le tableau 1.

Les réseaux de caractéristiques statiques sont semblables pour tous ces transistors. Nous avons représenté celles du VMP 1 aux **figures 3, 4, 5**. La **figure 3** montre la bonne linéarité de la caractéristique de transfert pour des courants de drain supérieurs à 200 mA. La transconductance gm est donc constante pour ces courants et vaut approximativement 0,3 mhos.

Le transistor peut donc être considéré comme un simple générateur de courant proportionnel à la tension entre grille et source, ceci à condition que la tension drain-source reste supérieure à quelques volts (**fig. 5**). Pour le fonctionnement en basse fréquence, le transistor peut donc être représenté par le schéma équivalent simple de la **figure 6** : une entrée à haute impédance G et un générateur de courant entre Drain et Source asservi à la tension d'entrée entre Grille et Source. Le coefficient qui lie les deux valeurs est la transconductance gm.

En haute fréquence, il convient d'ajouter à cette représentation un certain nombre de capacités « parasites » ainsi qu'un déphasage entre ID et Vgs en fonction de la fréquence. Des études ont permis de mesurer ces différents éléments et nous nous sommes permis de pratiquement négliger ces facteurs qui n'interviennent pas dans le domaine des basses fréquences (de 0 à 1 MHz). Signalons cependant que ces structures sont utilisables à des fréquences de plus de 500 MHz, le boîtier du VMP 4 sera alors le plus adapté à ce travail.

Une caractéristique importante de ces composants est que le courant de drain tend à diminuer quand la température augmente. Cet effet est dû principalement à la diminution de la mobilité des électrons lors de l'élévation de température. Il en résulte un effet régulateur qui rend impossible l'emballement thermique qui apparaît avec les transistors bipolaires classiques. On pourra omettre les résistances de stabilisation dans l'étage de puissance et on pourra également coupler plusieurs transistors en parallèle sans résistances de ballast.

Ces caractéristiques ont été mises à profit dans la conception d'un amplificateur BF performant.

Type	Tension drain/ source maxi	Courant drain maxi	Puissance dissipée Ta = 25° C	Boîtier	Utilisation
VMP 11 VMP 1 VMP 12	35 V 60 V 90 V	2 A 2 A 2 A	25 W 25 W 25 W	TO 3 TO 3 TO 3	Amplification forte puissance
VMP 21 VMP 2 VMP 22	35 V 60 V 90 V	1,5 A 1,5 A 1,5 A	4 W 4 W 4 W	TO 39 TO 39 TO 39	Amplification moyenne puissance
VMP 4	60 V	1,6 A	35 W	VHF	Amplification HF

Tableau I : Caractéristiques des transistors MOS

L'amplification basse fréquence

Les problèmes posés par la restitution des signaux audio-fréquence sont très nombreux et peuvent relever de la mécanique ou de l'acoustique autant que de l'électronique. Nous ne nous intéresserons ici qu'au problème de l'amplification de puissance.

Les caractéristiques les plus utilisées pour juger de la qualité d'un amplificateur sont la bande passante et la distorsion. La bande passante doit couvrir la gamme des sons audibles (20 Hz à 20 kHz) plus une marge vers le haut du spectre pour une bonne restitution des signaux de type transitoire, c'est-à-dire à variation très rapide. La distorsion harmonique (génération de signaux parasites à des fréquences multiples de celle du signal d'origine) est peu audible tant qu'elle n'atteint pas des valeurs trop élevées supérieures à deux ou trois pour cent. Cela est dû au fait que la majorité des sons de la nature comportent déjà une certaine proportion d'harmoniques.

La distorsion d'intermodulation apparaît lorsqu'on amplifie simultanément deux signaux parasites à des fréquences qui n'existent pas dans le signal original. L'expérience montre que l'auditeur perçoit assez rapidement ce type de distorsion.

D'autres caractéristiques sont également significatives comme le temps de montée pour la restitution des transitoires, le facteur d'amortissement représentant la résistance de sortie, et la stabilité sur une charge capacitive.

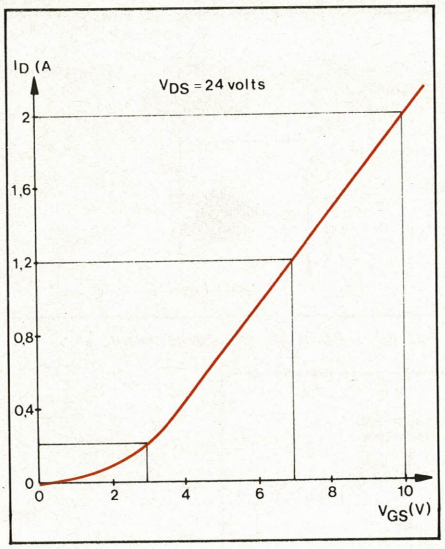


Fig. 3. – Caractéristique de transfert $I_D = f(V_{GS})$

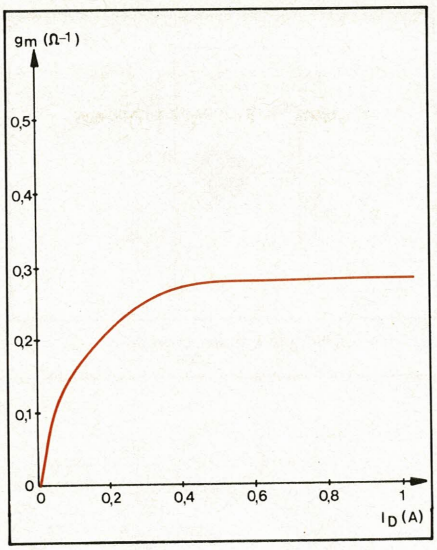


Fig. 4. – Transconductance $g_m = f(I_D)$

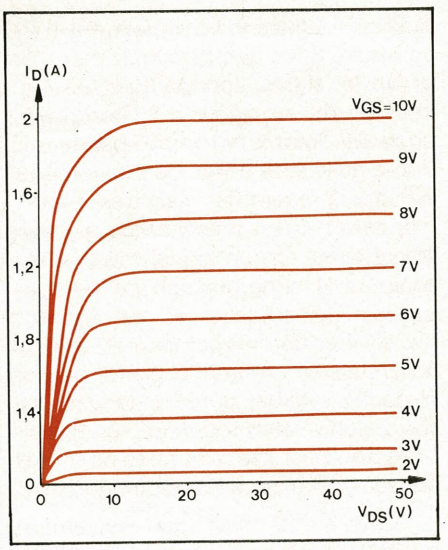


Fig. 5. – Caractéristiques de sortie

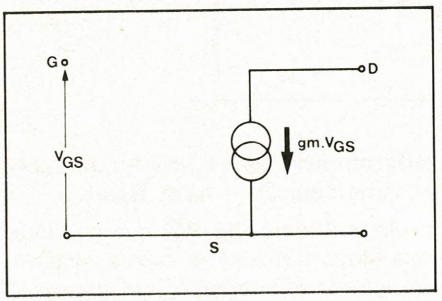


Fig. 6. – Schéma équivalent en BF

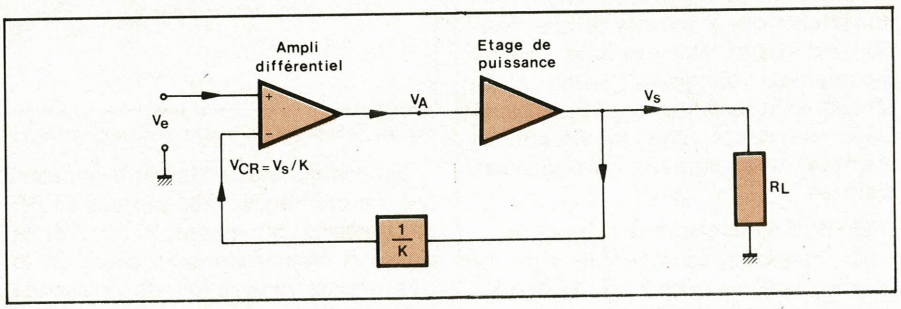


Fig. 7. – Schéma bloc d'un amplificateur

Les amplificateurs modernes atteignent des résultats honorables pour toutes ces caractéristiques en employant le même principe. C'est la contre-réaction globale énergique qui, partant d'un circuit de qualité moyenne mais possédant un gain élevé, augmente la bande passante, réduit la distorsion et la résistance de sortie. Cette façon de procéder est obligatoire quand on sait que les transistors de puissance classiques ont une fréquence de transition relativement basse et une mauvaise linéarité en larges signaux. On rencontre généralement sur les amplificateurs de puissance des taux de contre-réaction de 40 à 80 dB, ce qui signifie que le gain en boucle ouverte est 100 à 10 000 fois plus élevé que le gain de l'appareil avec sa contre-réaction (l'appareil est dit « en boucle fermée »).

Distorsion d'intermodulation en transitoires

Nous allons montrer que cette forte contre-réaction pose de nouveaux problèmes en régime transitoire.

En utilisant des notions simples de la théorie des systèmes asservis, nous pouvons décomposer un amplificateur en trois parties **(fig. 7)** :

– Un amplificateur différentiel d'entrée, de gain élevé, qui travaille en classe A, et qui génère la tension d'attaque de l'étage de puissance.

– Un étage de puissance, dont le gain est beaucoup plus faible, et qui a surtout une bande passante très limitée.

– Un circuit de contre-réaction.

C'est donc l'étage de puissance qui est pratiquement chargé de tous les défauts : mauvaise linéarité et fréquence de coupure trop basse. Par exemple, si la tension V_A est un échelon de tension **(fig. 8)**, la réponse V_S de cet étage est déformée, en particulier le temps de montée est élevé.

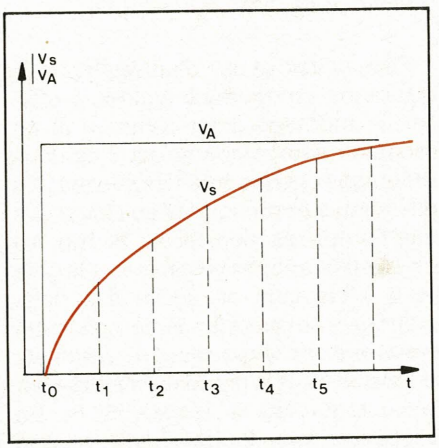


Fig. 8. – Réponse de l'étage de puissance à un échelon de tension

La contre-réaction globale consiste à ramener sur l'entrée V_{CR} une fraction de la tension de sortie V_S, et le gain en boucle fermée vaut K et est très inférieur au gain en boucle ouverte.

On applique à l'entrée V_e un échelon de tension à l'instant t_o. Etant donné la réponse de l'étage de puissance, la sortie V_s sera « en retard » sur V_e. La tension différentielle d'entrée est grande, V_{CR} restant comme V_s près de zéro. La tension V_A va donc augmenter fortement de façon à compenser le manque de gain de l'étage de puissance **(fig. 9)**. La contre-réaction remplit donc bien son rôle : si l'amplificateur différentiel d'entrée était parfait, c'est-à-dire de gain très élevé et linéaire jusqu'à des tensions de sortie presque infinies, il rattraperait le défaut de l'étage de puissance et le signal de sortie V_S serait presque parfait.

Mais en réalité, tout amplificateur dit « linéaire » n'a cette propriété que pour un domaine limité, et on obtient en fait rapidement la saturation, comme indi-

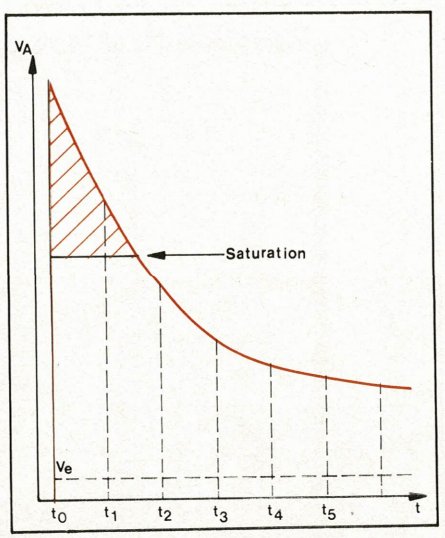


Fig. 9. – Évolution de la tension Va (ampli en boucle fermée ; entrée = échelon de tension)

qué sur la **figure 9**. Le signal transitoire se trouve donc déformé mais, fait plus grave, les signaux périodiques qui sont superposés au signal transitoire sont complètement interrompus pendant la durée de la saturation. Ce phénomène, difficile à quantifier car très fugitif, n'apparaît qu'en présence de signaux transitoires. Or, un signal musical est toujours la superposition de composantes périodiques et de signaux transitoires donnés par les instruments à percussion comme le piano, ou par certaines syllabes dures de la voix... La distorsion d'intermodulation en transitoires (ou D.I.T.) se manifeste donc très souvent avec tous les types de sons.

Cette étude, bien que seulement qualitative permet de tirer certaines conclusions. La D.I.T. est d'autant plus importante que le taux de contre-réaction est grand. Par exemple, elle ne devrait pas apparaître (sous cette forme) en boucle ouverte. Ensuite, la D.I.T. augmente avec la vitesse de montée des signaux transitoires d'entrée.

On doit donc chercher à limiter à un strict minimum (compatible avec la bande passante nécessaire) la raideur des transitoires à l'entrée, en plaçant par exemple avant l'amplificateur un filtre passe-bas. On doit ensuite diminuer le taux de contre-réaction. Cela signifie qu'il faut créer un appareil ayant des caractéristiques en boucle ouverte les meilleures possible, de façon à se contenter d'un taux de contre-réaction faible.

Une telle réalisation est possible en multipliant dans la partie amplificateur d'entrée les contre-réactions locales qui linéarisent la fonction de transfert et réduisent le gain. Le problème le plus ardu est de disposer de transistors de puissance suffisamment rapides et linéaires.

C'est pour cette raison que l'apparition des transistors de puissance MOS, qui allient une fréquence de transition élevée et une bonne linéarité, apporte une solution intéressante.

Amplificateur de puissance à transistors MOS

Cet amplificateur a été décrit succintement par une note d'application Siliconix (voir bibliographie) qui passe sous silence des points très intéressants. Nous avons donc repris cette étude plus en détails et réalisé une maquette utilisant des composants disponibles en France.

L'étage le plus intéressant est bien entendu l'étage de puissance à transistors MOS à structure verticale, appelés V. MOS par leur constructeur. Cet étage sera décrit en détails.

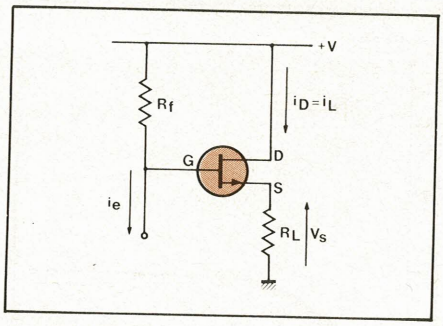


Fig. 10. – Montage « drain commun »

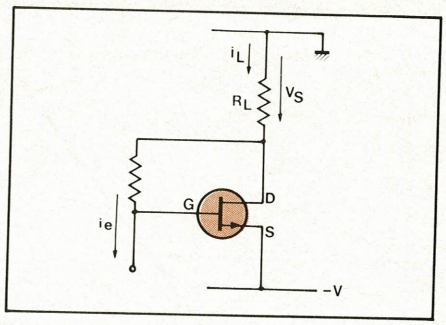


Fig. 11. – Montage « source commune »

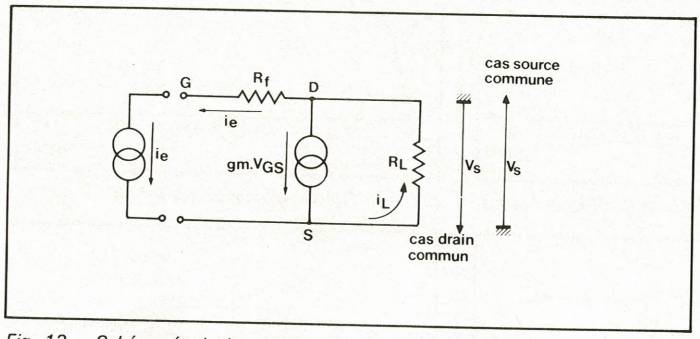


Fig. 12. – Schéma équivalent des deux montages

La configuration classique « push-pull » a été choisie, elle permet en BF de travailler en classe B ou AB, la classe A étant éliminée à cause de la très grande dissipation de puissance qu'elle entraîne. L'alimentation sera double (+ et – V).

On ne dispose que d'un seul type de transistor, on est donc conduit à utiliser un montage drain commun et un montage source commune. Ces deux montages ont des caractéristiques très différentes et on doit les équilibrer par une contre-réaction locale R_f **(fig. 10 et 11)**. Nous allons montrer que le gain et la résistance de sortie des deux montages ont alors la même valeur. On remarque que la grandeur de sortie est la tension V_s et la grandeur d'entrée est le courant dans la résistance R_f. En supposant que le transistor travaille avec une tension de polarisation V_{DS} suffisamment élevée, on peut utiliser le schéma équivalent de la **figure 6.**

On voit alors **(fig. 12)** que les deux montages donnent le même schéma équivalent en alternatif, seul change le sens de référence de la tension de sortie V_s.

Calculons le gain V_s / i_e dans le cas du montage drain commun :

$V_s = R_L\ i_L$

Comme R_f est très supérieur à R_L, on a pratiquement :

$i_L = gm\ V_{GS}$

$V_s = R_L\ gm\ V_{GS}$

En exprimant la tension V_{GS} sous la forme $(-R_f\ i_e - V_s)$:

$V_s = R_L\ gm\ (-R_f\ i_e - V_s)$

On obtient :

$$\frac{V_s}{i_e} = -\frac{R_f\ gm\ R_L}{1 + gm\ R_L}$$

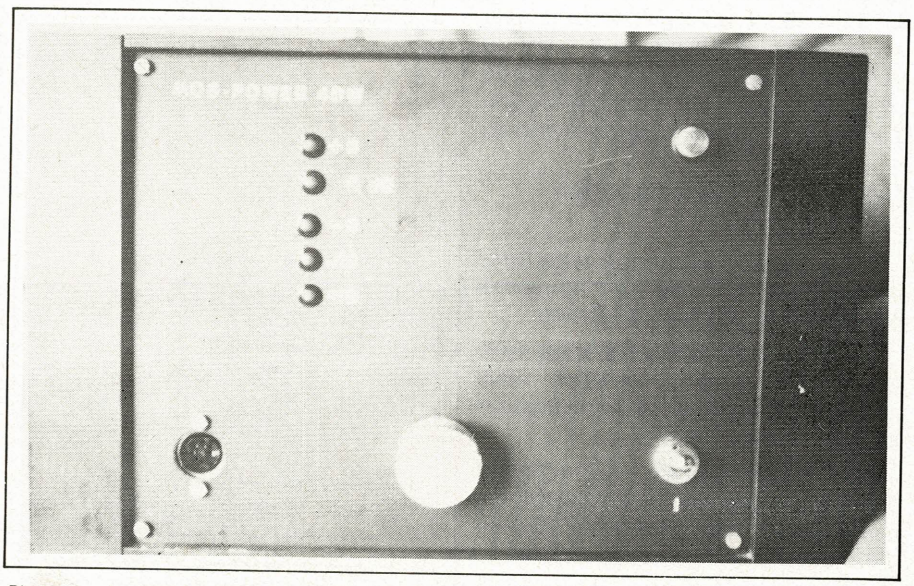


Photo A. – La face avant de l'amplificateur équipée d'un indicateur à LED.

Pour le montage source commune, le sens de référence est inversé :

$V_s = - R_L\ i_L$

$i_L = gm\ V_{GS}$

$V_s = - R_L\ gm\ V_{GS}$

Comme $V_{GS} = - R_f\ i_e + V_s$

$V_s = - R_L\ gm\ (- R_f\ i_e + V_s)$

Soit :

$$\frac{V_s}{i_e} = + \frac{R_f\ gm\ R_L}{1 + gm\ R_L}$$

Le gain est donc bien le même, seul le signe diffère comme l'on s'y attendait.

La valeur de la résistance de sortie est calculée pour une entrée nulle, soit $i_e = 0$. La grille se trouve alors à un potentiel de plus ou moins V_s par rapport à la source.

$V_{GS} = \pm V_s$

On suppose qu'un générateur extérieur applique une tension V_s **(fig. 13)**. La résistance de sortie est alors donnée par le rapport V_s / i_s.

Pour le montage source commune :

$gm\ V_{GS} = i_L + i_s$

$$\frac{V_s}{i_s} = \frac{V_s}{gm\ V_{GS} - i_L}$$

Comme $V_{GS} = V_s$ et $i_L = - V_s / R_L$

$$\frac{V_s}{i_s} = \frac{V_s}{gm\ V_s + V_s / R_L}$$

$$= \frac{1}{gm + 1\ /\ R_L}$$

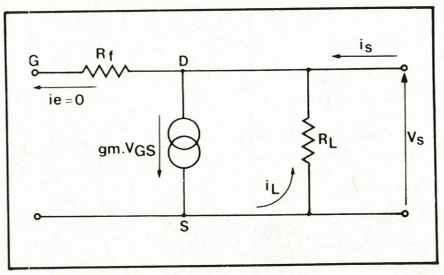


Fig. 13. – Détermination de la résistance de sortie (cas de la source commune)

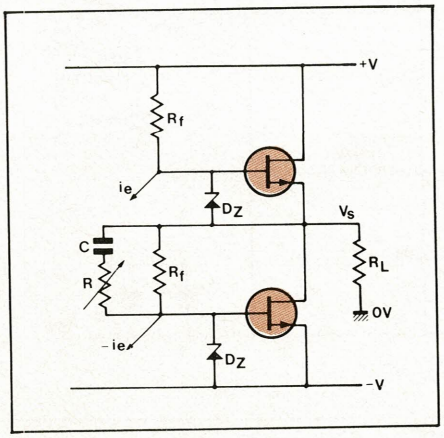


Fig. 14. – Étage de sortie

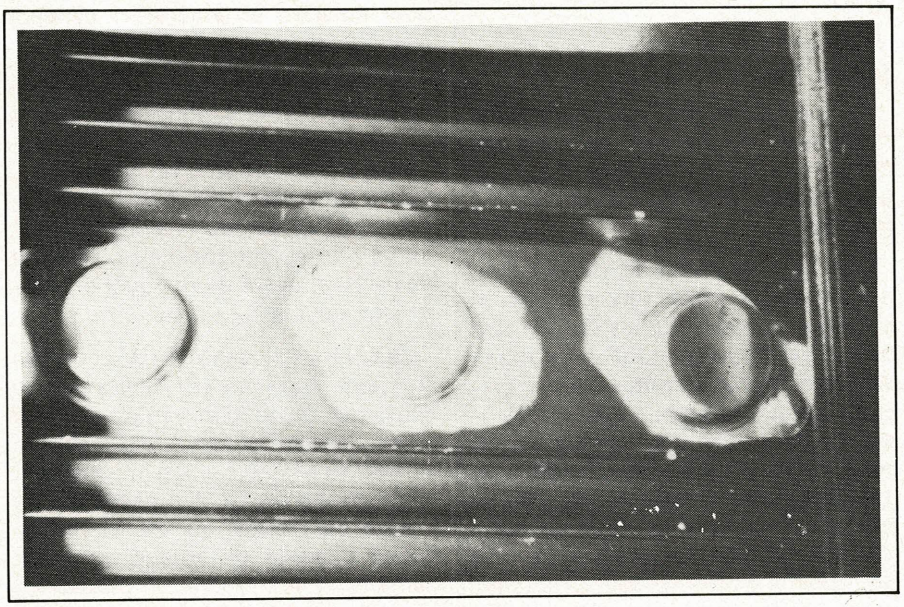


Photo B. – Les V.MOS sur leur refroidisseur.

Soit :

$$\frac{V_s}{i_s} = \frac{R_L\ .\ 1/gm}{R_L + 1/gm}$$

Le résultat est exactement le même pour le montage drain commun. On reconnaît l'expression de deux impédances en parallèle, la résistance de charge R_L d'une part, une résistance $1/gm$ d'autre part. Vue de la charge R_L, la résistance de sortie est donc l'inverse de la transconductance gm.

Nous avons donc équilibré les deux branches du « push-pull » ; il suffira d'attaquer celui-ci par deux courants en opposition de phase i_e et $-i_e$ **(fig. 14)**. L'une des résistances R_f est ajustable en alternatif par un réseau C – R réglable. Les deux diodes zeners réalisent la protection des transistors de sortie. En effet, la caractéristique statique I_D (V_{GS}) montre qu'une façon simple de limiter le courant dans le transistor est de limiter la tension V_{GS}.

Nous pouvons déjà calculer la tension d'alimentation nécessaire. La puissance de sortie est de 40 W sur 8 Ω.

La tension de sortie est tirée de l'équation :

$P = V_s^2 / R_L$ soit $V_s^2 = 40 \times 8 = 320$

$V_s = 17{,}8$ V efficaces, soit 25 V crête.

Il faut tenir compte de la tension de commande V_{GS} du V. MOS de la branche supérieure, qui va de 0 à 9 V environ, soit V = 36 V ; la tension 2 V = 72 V est compatible avec la tension maximale admissible du VMP 12 (90 V).

Le courant crête dans la charge est de 3,16 A. Le VMP 12 supportant au maximum 2 A, on a placé trois transistors en parallèle dans chacune des branches ; le courant crête admissible est théoriquement de 6 A, les dissymétries inévitables réduisent un peu cette valeur.

La résistance de sortie vue de la charge est de $1/gm$ pour un seul transistor, soit 3 Ω. Avec trois transistors, la résistance de sortie est de 1 Ω en boucle ouverte, la contre-réaction globale de l'amplificateur améliorera cette valeur.

La valeur des diodes zeners doit être choisie avec soin pour ne pas écrêter le signal avant 40 W ; mais de façon à ce qu'en cas de court-circuit, la dissipation dans les transistors ne dépasse pas une quinzaine de watts. Les valeurs optimales se situent entre 7,5 et 9,1 V. De toute façon la protection est efficace pour un signal d'entrée trop élevé, mais pas contre un court circuit de longue durée sur la sortie.

Le schéma complet donné **figure 15** montre six résistances placées en série avec les grilles des V. MOS. Ces résistances qui seront soudées directement sur la patte du transistor, réalisent un filtre H.F. avec la capacité d'entrée du transistor et évitent les oscillations spontanées. Sur la sortie haut-parleur, une cellule R-C stabilise le fonctionnement en haute fréquence, et une inductance de faible valeur améliore la stabilité sur charge capacitive.

Notre but est de réaliser un amplificateur très performant en boucle ouverte et d'appliquer un taux de contre-réaction faible. C'est pour cette raison que le courant de repos est choisi assez élevé de façon à réduire au maximum la distorsion de l'étage de sortie. Avec 100 mA par transistor, soit 300 mA, on entre déjà dans la zone linéaire de fonctionnement des V. MOS. La distorsion en boucle ouverte est voisine de 1 %.

Autres étages (voir schéma complet **figure 15**)

La conception des autres étages est également dictée par la nécessité d'avoir une bonne bande passante et une faible distorsion en boucle ouverte.

Les deux courants i_e et $-i_e$ sont donnés par deux transistors montés en émetteur commun Q_7 et Q_9. On sait que la bande passante d'un tel étage est principalement limitée par la capacité parasite collecteur-base du transistor. Pour diminuer l'influence de cette capacité, on doit choisir une impédance de charge la plus faible possible. On a donc intercalé un étage base commune (Q_{10} et Q_{11}) qui a la particularité d'offrir un gain en courant proche de l'unité, et surtout une résistance d'entrée très faible.

On a également amélioré la linéarité de l'étage émetteur commun en plaçant en parallèle sur la charge R_f deux générateurs de courant constant qui augmentent le courant au repos de ces étages. Comme le gain en alternatif reste le même, l'amplitude relative des variations autour du point de repos est plus faible et le fonctionnement est plus linéaire. Dans la branche supérieure, on a dû rajouter un montage dit « boostrap » composé de R_{19} et C_7 pour polariser le générateur pendant l'alternance positive.

Signalons que ces petits générateurs, dénommés « diodes régulatrices de courant » sont en réalité des transistors FET dont on a réunis les électrodes de grille et de source. Le transistor FET se comporte alors en générateur de courant constant qu'il suffit de mesurer avant de marquer le composant suivant I_{DSS} obtenu.

Le courant de base des deux étages émetteur commun est fourni par le deuxième étage différentiel qui sera décrit plus loin. On sait que la limitation en fréquence est ici aussi inversement proportionnelle à l'impédance de charge. La charge, qui est ici l'impédance d'entrée de l'étage émetteur commun, a été réduite en plaçant un second transistor monté en diode et parfaitement appairé avec le précédent (Q_6 et Q_8).

A l'entrée, deux étages différentiels en cascade sont utilisés. Le premier étage (Q_1 et Q_2) reçoit d'une part le signal d'entrée, d'autre part le signal de contre-réaction. Le deuxième étage fournit deux courants en opposition de phase. Le transistor Q_5 est monté en générateur de courant ajustable ; il permet de régler le point de repos de tout l'amplificateur, en particulier le courant dans l'étage final. Des résistances d'émetteur de faible valeur appliquent des contre-réactions locales qui diminuent le gain et améliorent la bande passante et la linéarité.

Taux de contre-réaction

Rappelons que le taux de contre-réaction est en gros le rapport entre les gains en boucle ouverte et en boucle fermée.

Le gain en boucle ouverte de l'amplificateur a été calculé avec les valeurs du schéma complet de la **figure 15**. En faisant quelques approximations sur les paramètres des transistors, le gain calculé est d'environ 180. La valeur mesurée sur la maquette est très proche de ce nombre (160), mais elle est variable suivant les transistors utilisés.

Le gain en boucle fermée est contrôlé très précisément par le circuit de contre-réaction. On désire une sensibilité de 1 V efficaces, pour une sortie de 40 W, soit 17,6 V efficaces. Le gain a été choisi égal à 19. Il est obtenu par le réseau de résistances R_7 et R_6. Le gain en boucle fermée est donné par le rapport $(R_7 + R_6)/R_6$. Grâce à la capacité C_3, le gain en continu est égal à 1. On est ainsi assuré que la sortie est au potentiel de la masse, ce qui permet de sauvegarder la vie du haut-parleur. La capacité C_4, de faible valeur, stabilise le système en limitant la bande pas-

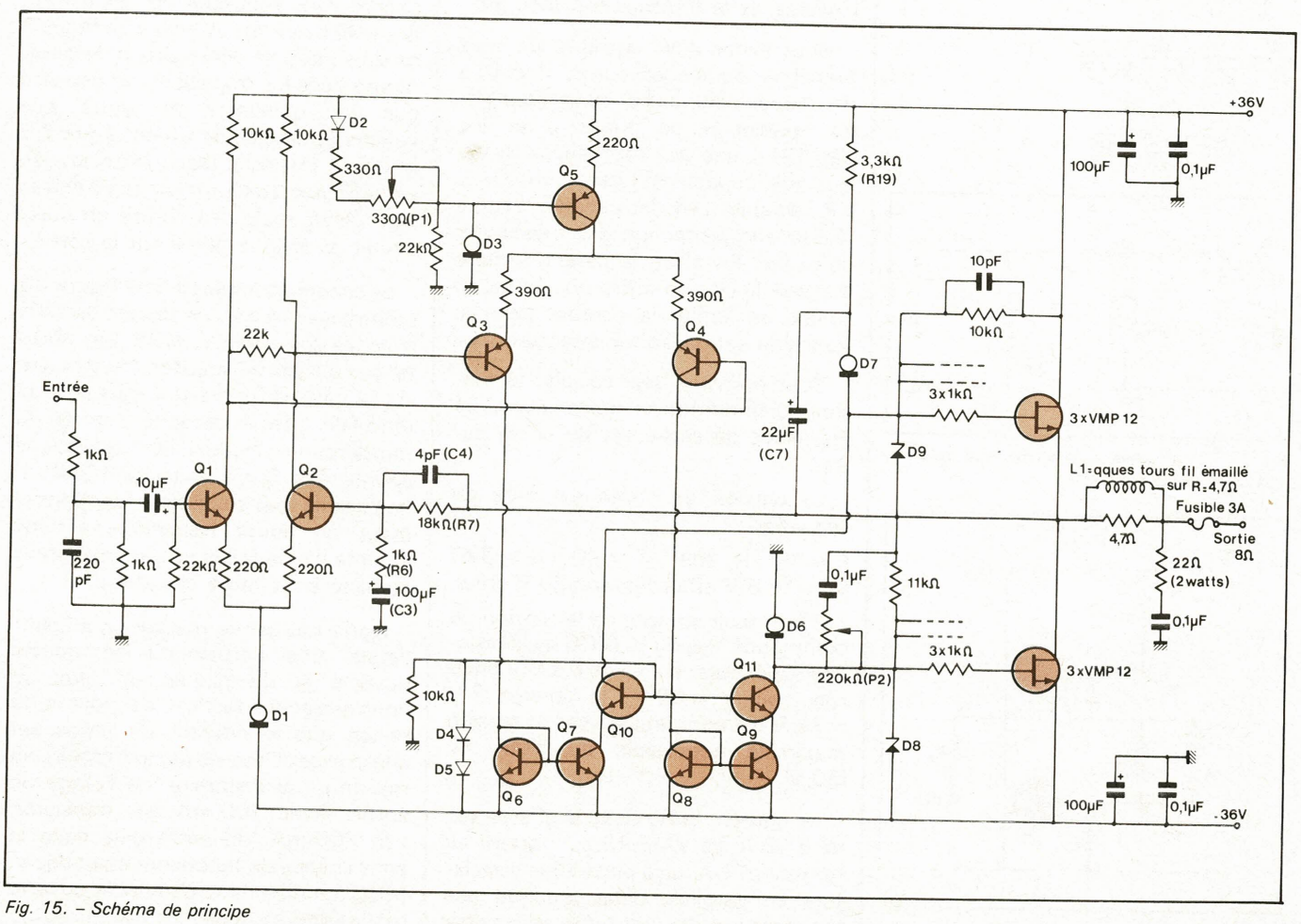


Fig. 15. – Schéma de principe

sante et empêche l'entrée en oscillations.

Le gain en boucle ouverte est d'environ 10 fois supérieur au gain en boucle fermée, ce qui donne un taux de contre-réaction de seulement 20 dB.

Filtre d'entrée

Le filtre d'entrée est chargé de limiter la bande passante des signaux issus du préamplificateur. Il est donc placé avant l'amplificateur, et ne fait pas partie du système soumis à la contre-réaction. C'est un simple filtre passif passe-bas ayant une pente d'atténuation de 6 dB par octave. Etant donné la très grande bande passante de l'amplificateur, c'est ce filtre qui fixera la fréquence de coupure haute. On a vu que cette disposition est favorable du point de vue des distorsions d'intermodulation en transitoires.

Réalisation

Tous les composants sont montés sur un circuit imprimé visible sur les photos. Seuls, les transistors de puissance sont montés sur des refroidisseurs largement dimensionnés. En effet, la puissance à dissiper est de 20 watts au repos, auxquels il faut ajouter au maximum 20 watts suivant le régime de fonctionnement. Chaque groupe de trois VMP 12 est monté sur un refroidisseur de 1,5 °C/ watt, ce qui assure une température de jonction inférieure à 80 °C.

L'alimentation doit également être généreuse pour ne pas gâcher les performances de l'appareil. En monophonie, on a utilisé un transformateur de deux fois 25 volts, 3 ampères, suivi d'un pont de diodes et de deux condensateurs de 9 000 μF/63 volts.

A la première mise sous tension, il est préférable d'utiliser une alimentation limitée en courant, ou bien d'insérer des résistances de limitation en série avec V+ et V–. Le haut-parleur est également remplacé par une résistance pure de 8 ohms, 40 watts. On règle alors l'ajustable P_1 de façon à avoir un courant de repos dans les transistors de 300 mA au total. On peut alors enlever les résistances de limitation, et régler l'ajustable P_2 pour un minimum de distorsion. Si l'on n'a pas l'équipement nécessaire, on laissera le curseur de P_2 au milieu de la piste.

Performances

Les résultats des mesures sont groupés dans le tableau II et sur la **figure 16.**

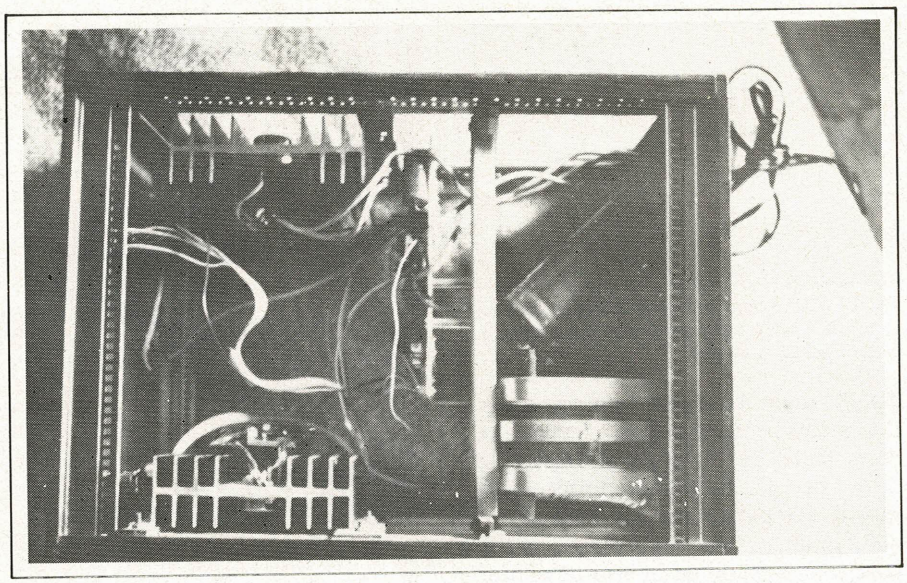


Photo C. – Vue de dessus de l'amplificateur.

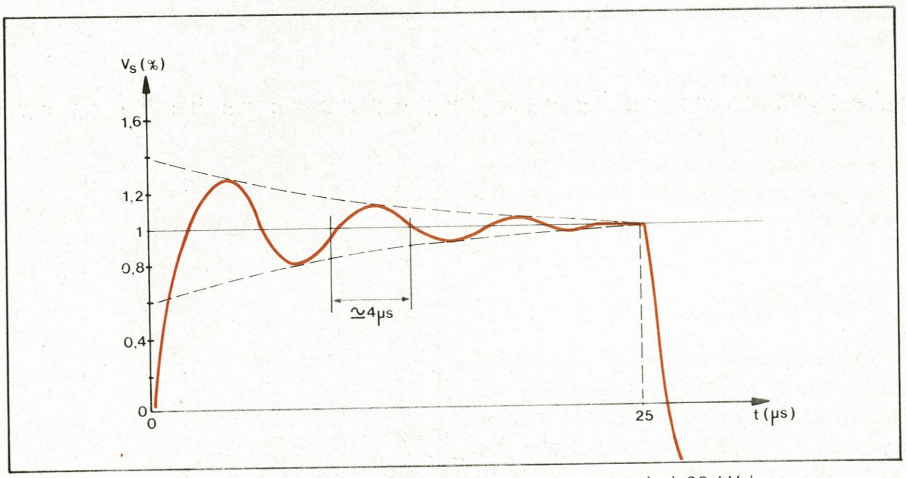


Fig. 16. – Réponse surcharge capacitive (charge 8 Ω / 1 µF ; signaux carrés à 20 kHz).

Puissance nominale sur 8 ohms	40 W
Puissance à l'écrêtage	50 W
Sensibilité pour 40 watts	< 1 V
Taux de contre-réaction	20 dB
Bande passante (0 à – 3 dB) à 40 W	7 Hz à 80 kHz
Bande passante sans filtre d'entrée	7 Hz à 500 kHz
Temps de montée	4 µs
Rapport signal sur bruit	74 dB
Distorsion harmonique 20 Hz à 20 kHz de 1 à 40 W	⩽ 0,1 %
Distorsion par intermodulation 60 Hz et 7 kHz, rap. 4/1	⩽ 0,08 % de 0 à 40 W
Facteur d'amortissement sur 8 ohms	50

Tableau II : Caractéristiques de l'amplificateur.

Les taux de distorsion par harmoniques et par inter-modulation sont très faibles. Quand à la distorsion d'intermodulation en transitoires, il n'existe pas de méthode de mesure qui permettrait de faire des comparaisons.

La fréquence de coupure haute de l'amplificateur seul est très élevée, le filtre d'entrée remplit donc bien son rôle.

Le facteur d'amortissement est bon, cette valeur assure un bon fonctionnement avec tous les types d'enceintes acoustiques. Sur les amplificateurs du marché, cette valeur va de 20 à plus de 100.

La stabilité sur charge capacitive est très bonne **(fig. 16)**. D'après les bancs d'essais dont nous disposons, peu d'amplificateurs atteignent de meilleurs résultats.

Le rapport signal sur bruit, par contre, est un peu faible. On trouve couramment des valeurs de plus de

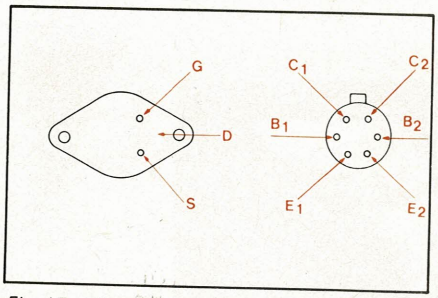


Fig. 17. – Brochages en vue de dessous d'un transistor VMP 12 (à gauche) et d'une paire différentielle 2N2223 (à droite).

80 dB pour la partie amplificateur. Cependant, nous pouvons affirmer que cette valeur de 74 dB est suffisante, le bruit est parfaitement indécelable quand l'amplificateur est relié à un haut-parleur. Les transistors MOS sont bruyants, on ne pourra améliorer ce chiffre que faiblement, si l'on veut maintenir un taux de contre-réaction faible.

Car la caractéristique la plus intéressante est bien sûr le taux de contre-réaction de 20 dB. Rappelons que sur les amplificateurs à transistors bipolaires classiques, les valeurs vont de 40 à 80 dB !

Conclusion

Cette étude a montré les avantages des transistors MOS de puissance qui pourront supplanter les bipolaires dans un grand nombre d'applications. Par exemple, la possibilité de commutation extrêmement rapide permet d'envisager la mise au point d'amplificateurs travaillant en classe D, c'est-à-dire en commutation pure, sans dissipation de puissance inutile.

La conception d'amplificateurs de forte puissance sera possible quand apparaitront des structures plus performantes, en particulier pour la tenue en courant et en puissance, qui sont à l'étude chez plusieurs constructeurs.

B. Audisio
F. Macias

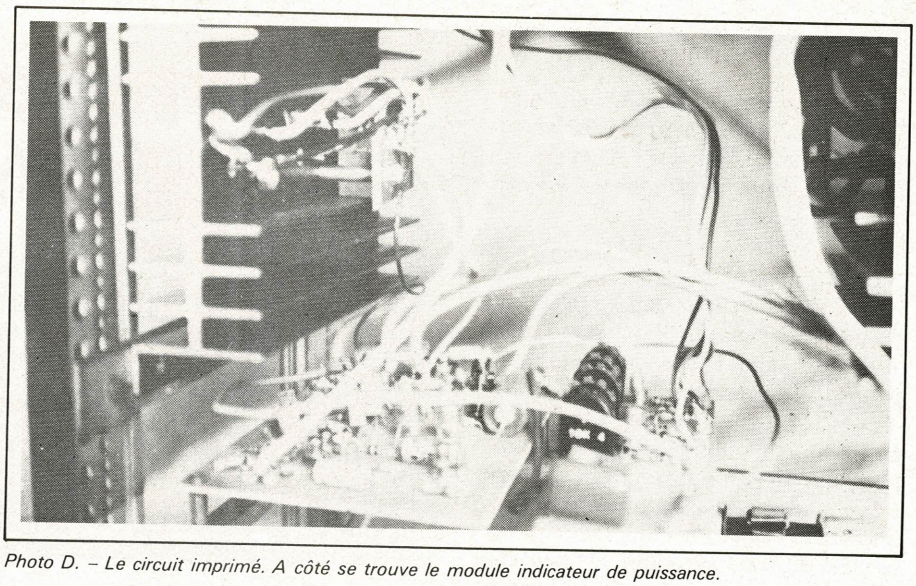


Photo D. – Le circuit imprimé. A côté se trouve le module indicateur de puissance.

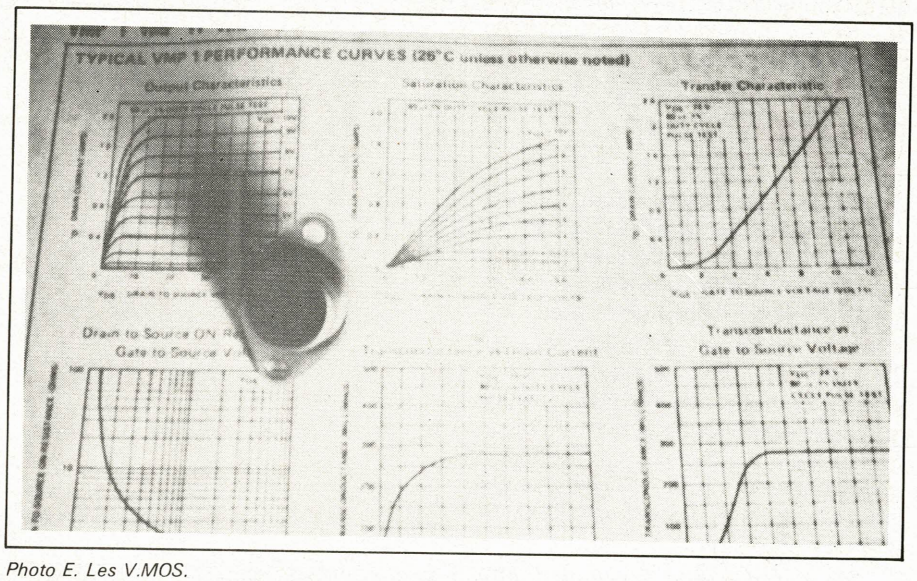


Photo E. Les V.MOS.

Liste des semi-conducteurs

Transistors

Q_1 : 2N 2222
Q_2 : 2N 2222
Q_3 : 2N 6107 ou équivalent
Q_4 : 2N 6107 ou équivalent
Q_5 : 2N 2904
Q_6 et Q_7 : double transistor 2N2223 ou MD 8001
Q_8 et Q_9 : double transistor 2N2223 ou MD 8001
Q_{10} : BF 259
Q_{11} : 2N2222
6 transistors VMP 12

Diodes

D_1 : CR200 (2 mA) Siliconix ou 1N 5305 Motorola
D_2 : 1N 914
D_3 : CR 470 (4,7 mA) Siliconix ou 1N 5314 Motorola
D_4 : 1N 914
D_5 : 1N 914
D_6 : CR470 (4,7 mA)
D_7 : CR470 (4,7 mA)
D_8 : zener 0,5 W/8,2 V
D_9 : zener 0,5 W/8,2 V

Bibliographie

– LEE SHAEFFER : V.MOS. A breakthough in power MOSFET technology. Note d'application Siliconix AN-76-3. Mai 1976.

– LEE SHAEFFER : The Mospower FET audio amplifier. Publication Siliconix. Mai 1976.

– M. VANDER KOOI and L. RAGLE : MOS moves into higher-power applications. Revue Electronics, 24 juin 1976.

– FARZAN and SALAMA : Depletion V-Groove MOS (V-MOS) power transistor. Solid state electronics, 1976, Vol. 19.

– P. ROSSEL, H. MARTINOT et M. ZAMORANO : Propriétés statiques des transistors MOS de puissance à canal vertical. Cas du régime de non pincement. A paraître dans la Revue de Physique Appliquée.

Conception Assistée Par OrdinateuR

La CAO – ou Conception Assistée par Ordinateur – est un domaine en plein essor et qui touche aux secteurs les plus variés du **design** industriel : circuits électroniques, chimie, aéronautique, automobile, train, etc. Elle se définit comme une collaboration étroite entre l'homme et la machine en vue de la réalisation d'un objectif. Fruit du développement de l'informatique et des Sciences de l'Information, mais aussi conséquence des nouvelles exigences de la production industrielle la CAO s'inscrit au premier plan de l'évolution technologique contemporaine. L'objet de cet article est de présenter les grands principes et les méthodes utilisés par les concepteurs. On s'attachera surtout à dégager les problèmes-clés et les solutions qui peuvent y être apportées.

Qu'est-ce que la CAO ?

Le Centre Beaubourg consacre actuellement une exposition à la CAO. On peut y voir des réalisations de design industriel, issues de la coopération entre l'homme et l'ordinateur. Les secteurs abordés vont de l'automobile à l'urbanisme et l'architecture, en passant par l'aéronautique, la construction navale, le train, etc.

Qu'est-ce que la CAO ? Dans une conférence tenue sur ce thème à Eindhoven, en 1972, la définition suivante a été proposée : « La conception assistée par ordinateur est une technique dans laquelle l'homme et la machine forment une équipe parfaitement homogène, exploitant les meilleures caractéristiques de chaque partenaire, de telle manière que l'équipe fonctionne mieux que chaque partenaire seul ».

Il s'agit donc d'une collaboration étroite entre l'homme et la machine, en général dans un contexte industriel, en tout cas dans la perspective d'une réalisation pratique. Cela appelle plusieurs observations.

Les tâches de conception sont soumises à des contraintes temporelles et économiques. Le concepteur prend ses décisions en s'appuyant sur le maximum d'information dont il dispose, ce qui dépend en partie de son degré de communication avec son environnement. L'ordinateur peut faciliter cet échange d'information avec l'environnement, donc permettre au concepteur de prendre plus de décisions par unité de temps. Ce plus grand nombre de décisions signifie la possibilité d'une étude quantitative beaucoup plus détaillée que si l'on travaille sans l'ordinateur.

On peut déduire de ces observations que les points importants dans un système CAO sont la souplesse d'utilisation, le stockage et la reproduction des données, la qualité de la relation homme-machine, ainsi que les méthodes de résolution de problèmes, sans lesquelles l'ordinateur ne peut avoir un rôle de conception.

Le développement de la CAO a connu plusieurs phases. Les sorties graphiques ont fait partie de la technologie informatique pratiquement dès l'origine. A la fin des années 50, on a développé d'une part des traceurs graphiques capables de dessiner avec une grande précision, d'autre part des procédés d'enregistrement magnétique permettant l'exécution différée du dessin. Ces deux formes de sortie graphique ont joué un rôle important, et l'enregistrement s'est avéré d'un emploi très souple.

D'importants développements se sont produits dans le domaine du graphisme « on-line ». En 1962, Culler et Fried montrèrent l'intérêt de la visualisation on-line, en présentant un système pour l'analyse mathématique. Le programme Sketchpad de Sutherland, en 1963, illustra la puissance et la souplesse du graphisme on-line comme agent d'entrée-sortie. Cependant ces programmes étaient implémentés sur des équipements mal adaptés à ce type de fonctionnement. Il fallut attendre la mise en œuvre, en 1964, du temps partagé sur de gros systèmes pour voir se développer largement les visualisateurs graphiques. On commença alors à fabriquer des écrans conçus pour ce nouveau marché, et à publier des recherches dans ce domaine.

En 1966, les programmes d'applications utilisant des visualisateurs on-line commencèrent à apparaître avec régularité. Ils couvraient un large champ d'utilisation en science et en industrie : aéronautique, analyse mathématique, conception de circuits électroniques, etc. Cette diversité entraîna le besoin de langages graphiques unificateurs et d'instruments de manipulation dynamique des données. Des développements de software tels que les langages AED, PL-I, CORAL, GPAK influencèrent profondément les programmes d'applications graphiques.

Une tendance à noter en ce qui concerne le hard-ware : la conception de deux types distincts d'équipements. D'une part on fabrique des consoles relativement peu coûteuses, destinées à former des réseaux reliés par lignes téléphoniques. D'autre part des consoles sophistiquées, dont la caractéristique dominante est la diversité d'emploi. Les plus grands progrès dans ce type de consoles dépendent de la micro-informatique, permettant d'avoir sur les consoles des micro-programmes câblés.

Parallèlement à cette évolution générale, d'autres développements sont à retenir : le langage FORTRAN, créé par Backus en 1957 ; le premier système de conception pour les ingénieurs, ICES, développé par

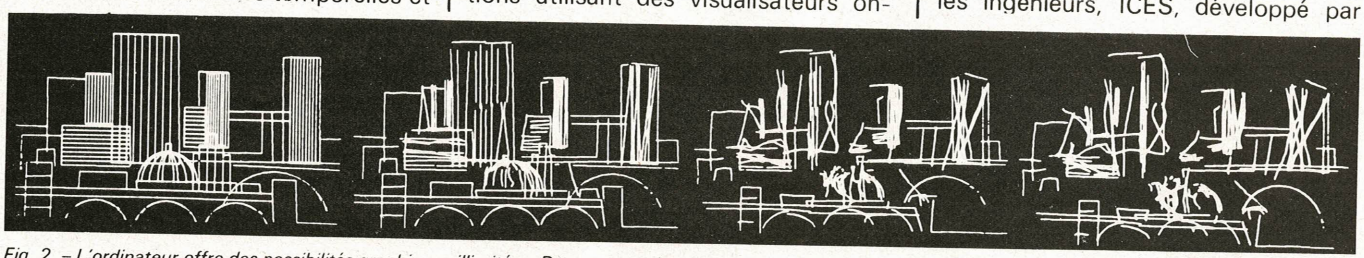


Fig. 2. – L'ordinateur offre des possibilités graphiques illimitées. Dans cette animation de Peter Foldes, le créateur dessine sur l'écran une image qui est ensuite

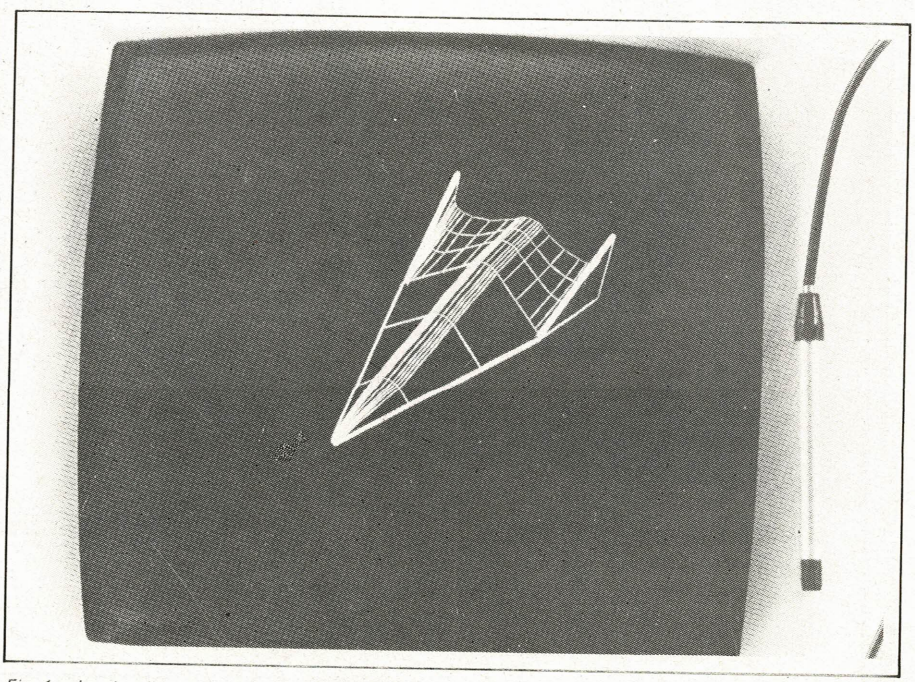


Fig. 1. – Le visualisateur graphique est l'instrument privilégié du concepteur. Il permet un dialogue interactif entre l'homme et la machine.

Miller en 1965 ; en 1972, une étape importante s'est produite : les systèmes en cours de conception et d'optimisation ont été physiquement liés, en temps réel, au système de conception utilisé par le concepteur.

Le développement des moyens informatiques au service du concepteur n'a pas résulté d'une quelconque initiative anticipant sur des besoins ultérieurs, mais d'une demande réelle de la part des industriels. L'essor de la CAO s'explique par des raisons économiques. L'impératif industriel est de produire plus vite, à meilleur marché, de meilleure qualité. Cela nécessite des analyses à la fois plus rapides et plus poussées, des techniques d'optimisation plus raffinées, et ainsi de suite. De plus, on a réalisé qu'un certain nombre de tâches routinières pouvaient être automatisées. Pour résumer cela en une formule souvent employée, l'ère de l'informatique est appelée à jouer pour le cerveau de l'homme le rôle que la révolution industrielle a joué pour son corps. En ce qui concerne la CAO, l'ordinateur permet de dépasser des limites humaines : difficulté à traiter des problèmes dépendant d'un grand nombre de paramètres, impossibilité d'étudier tous les cas possibles, et ainsi de suite. En même temps, l'ordinateur libère l'homme des tâches les plus ennuyeuses, de « la corvée ».

Le problème des langages pour la CAO a fait l'objet de discussions passionnées. Faut-il utiliser des langages universels ou spécifiques ? Quel degré d'« intelligence » doivent-ils comporter ? On a proposé que les traits principaux d'un langage graphique soient « sa capacité à définir, analyser et manipuler l'information graphique et générer interactivement le langage le plus approprié, la disponibilité de relations algébriques et de procédures pour le problème considéré. » (Hatvany et Krammer, 1972).

D'une manière générale, l'ensemble de l'organisation du software doit être le plus transparent possible. Plus l'utilisateur comprendra ce qui se passe sur l'écran, plus il sympathisera avec l'ensemble du projet, ce qui est essentiel dans la relation homme-machine.

La console de visualisation interactive offre des possibilités radicalement nouvelles de traitement des problèmes. L'homme et la machine travaillent en contact interactif prolongé. Les réponses immédiates fournies par l'ordinateur ont un effet stimulant qui n'existerait pas en fonctionnement non interactif : ici, le concepteur peut développer une suite d'idées ininterrompue, et n'a pas à récapituler son problème après chaque intervention de la machine. On gagne ainsi une nouvelle liberté dans le traitement des problèmes.

Pour que cette libération soit effective, l'ordinateur doit répondre à plusieurs exigences. Sa tâche se divise essentiellement en trois fonctions : stockage et reproduction des données, traitement mathématique du problème, et livraison de la solution.

Un bon système doit posséder une grande souplesse dans l'exécution de ces trois fonctions. Le facteur temps est d'une importance primordiale. L'utilisateur doit pouvoir disposer d'un délai de réponse quand il le souhaite, et ne pas en disposer lorsqu'il n'en a pas besoin. Cela pose des problèmes techniques, tels que les limitations de vitesse dans un canal de communication, le temps d'accès à un système en temps partagé, etc. Néammoins, une bonne conception du système permet de résoudre en (grande) partie ces difficultés. Le principe de base, c'est que l'ordinateur doit s'adapter à l'homme, et non l'inverse ; après tout, c'est lui l'esclave !

Les progrès qu'on peut attendre dans l'avenir iront dans le sens d'une utilisation de plus en plus souple, et d'une communication homme-machine à la fois aisée et assez sophistiquée, grâce à des langages « de niveau élevé ». L'idéal serait que l'utilisateur puisse avoir accès à la machine sans connaissances particulières, et puisse en même temps disposer de toute la sophistication qu'il désire. Une possibilité assez séduisante est le développement de systèmes utilisant le langage naturel comme moyen de communication (sur ce point, on pourra se reporter à l'article sur l'Intelligence Artificielle paru dans le numéro 4 de cette revue).

Le champ de la CAO

La conception industrielle est une activité de planification et de décision dont le but est de produire l'information nécessaire à la bonne marche de la fabrication ou de la construction. En ce sens, l'ordinateur peut être utilisé avec profit dans tout projet de conception faisant intervenir de nombreux paramètres. L'ordinateur est en effet un outil de traitement de l'information, d'analyse et de décision, (ce qui inclut l'optimisation) extrêmement puissant et son emploi tend aujourd'hui à se généraliser dans les domaines les plus divers, en dépit de résistances parfois très vives.

Historiquement, un des premiers domaines de la CAO a été la conception de circuits électriques. Un réseau électrique peut être analysé au moyen de fonctions symboliques qui décrivent les caractéristiques des branches du réseau. Les méthodes de traitement de ces fonctions diffèrent selon qu'il s'agit ou non de réseaux linéaires. Certaines méthodes d'analyse de circuits électroniques linéaires peuvent être étendues à n'importe quel système physique linéaire, électrique ou non.

Les matériels chimiques actuels forment des systèmes complexes dont la conception utilise des méthodes parfois dérivées de celles des ingénieurs électriciens. Un problème-clé dans les systèmes chimiques est la fiabilité de ces systèmes.

Le dessin de formes est un champ très vaste, et en plein essor. Les produits de l'industrie aéronautique sont caractérisés par une géométrie complexe et de fréquents changements avant la version finale. Cela a conduit cette industrie à faire appel aux méthodes de la CAO, depuis déjà longtemps. Les visualisateurs graphiques interactifs sont largement utilisés. Le dessin de formes assisté par ordinateur est également employé par l'industrie automobile. La Renault 14, la fameuse « poire », qu'on peut voir à l'exposition du Centre Beaubourg, doit peut-être son succès à l'informatique. Plus récemment, la CAO est apparue dans l'industrie du train et dans le dessin de coques de bateaux de plaisance (également présents à Beaubourg).

L'urbanisme et l'architecture ouvrent un immense domaine d'applications à la CAO. L'ordinateur est désormais couramment employé en architecture. Il permet d'étudier un projet sous un grand nombre de perspectives

modifiée par l'ordinateur en fonction des instructions qu'il reçoit.

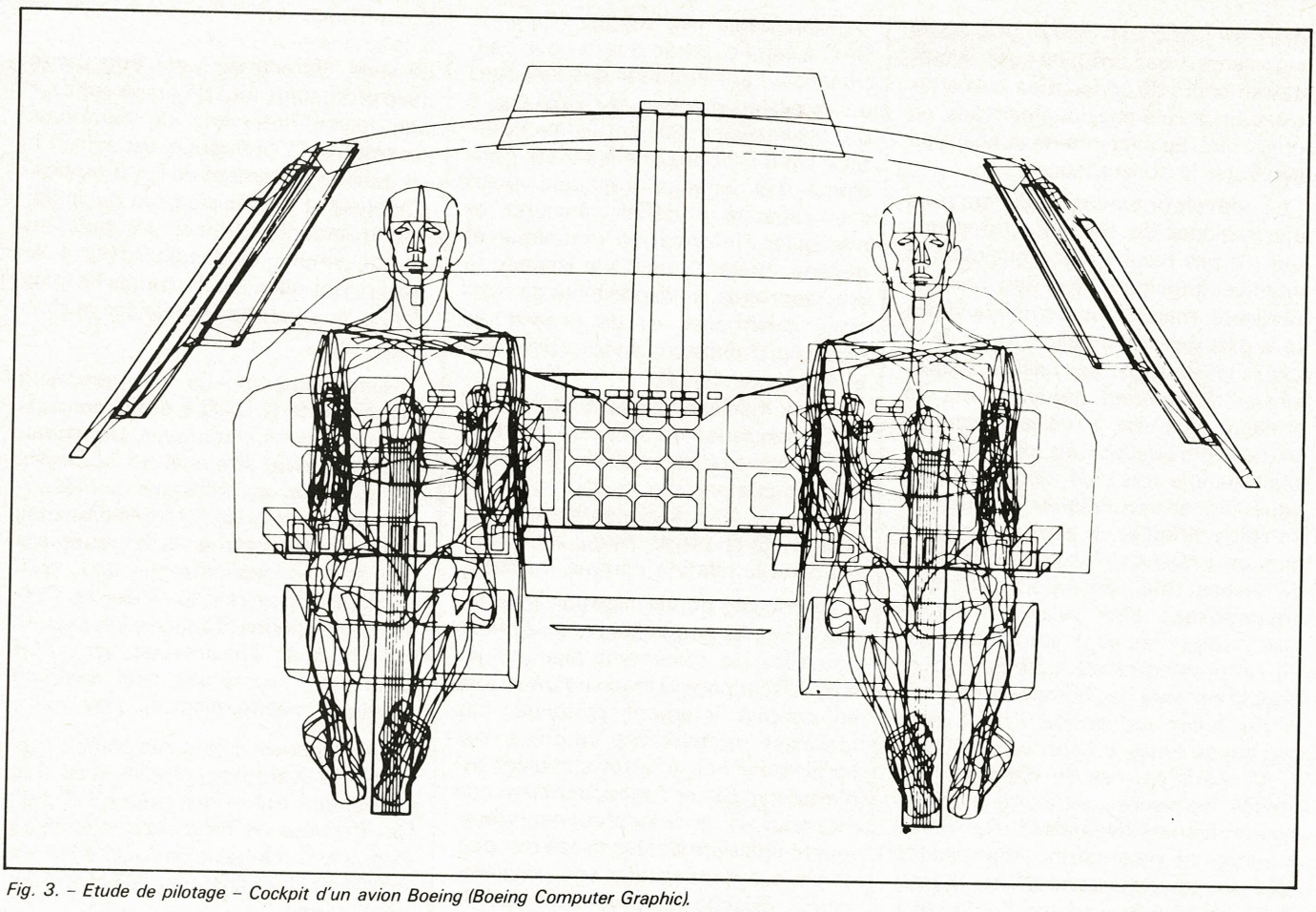


Fig. 3. – Etude de pilotage – Cockpit d'un avion Boeing (Boeing Computer Graphic).

géométriques différentes, et ainsi d'optimiser la disposition des différents éléments. En Angleterre, la CAO est utilisée dans la construction d'hôpitaux.

Les possibilités graphiques de l'ordinateur ne sont pas limitées à l'aspect strictement technologique ou scientifique. L'ordinateur conçoit et dessine ce que la main ne pourrait exécuter. Son apport ne se borne pas à la précision et à l'exactitude, car ici le dessin industriel rejoint l'esthétique. Selon Gilbert Letac, « s'il est vrai qu'une carrosserie doit être exacte avant d'être belle, il se trouve que l'exactitude conduit à la beauté ».

Ce bref survol n'épuise pas le champ immense de la CAO, qui ne cessera de s'étendre dans les années à venir.

Programmation interactive et CAO

Le développement d'ordinateurs puissants a rendu nécessaire le « batch processing » c'est-à-dire des programmes complets qui tournent sans que le programmeur ait la possibilité d'intervenir dans le déroulement des opérations.

Pour des raisons de coût, et aussi parce que l'apparition des compilateurs a rendu inutile la connaissance détaillée des opérations hard, de nombreux systèmes se sont orientés vers l'utilisation batch. Cette orientation a eu un impact à la fois sur le matériel et sur le logiciel. Jusqu'à ces dernières années, beaucoup de configurations hard étaient conçues pour des programmes complets. La logique du programme étant fixée avant l'exécution, de nombreux langages de programmation et compilateurs étaient orientés vers l'usage batch.

Plus récemment, une tendance nette s'est dessinée en faveur du traitement interactif, qui permet à l'utilisateur de dialoguer avec la machine pendant le déroulement des opérations. Sur le plan du hard, de nouveaux systèmes en temps partagé permettent à l'ordinateur de répondre à plusieurs utilisateurs apparemment en même temps.

L'utilisation interactive suppose également un autre type de langages et de compilateurs, permettant d'écrire les programmes de manière assez simple. L'impact de tels langages interactifs sur la CAO est évident : si l'ordinateur doit aider l'ingénieur (et non l'inverse !), il faut pouvoir contrôler les opérations pendant l'exécution. Par ailleurs, puisque des programmes spécifiques doivent être écrits pour résoudre les multiples problèmes de conception industrielle, il est clair que pour éviter le travail pénible d'introduire ces éléments dans chaque programme avec les langages existants, il faut concevoir de nouveaux langages et compilateurs comportant cette orientation.

Quelle doit être la philosophie de tels langages à orientation interactive ? Le coftware doit être vu comme le moyen de communication entre l'homme et la machine. Pour concevoir correctement le software interactif, il faut analyser en profondeur les caractéristiques de l'homme et celles de la machine. Le meilleur soft est celui qui produit le meilleur accord entre les deux.

A cause du mode de raisonnement intuitif de l'homme, et de sa capacité à introduire expérience, imagination et jugement dans le calcul, un programme interactif devrait être conçu de telle façon que sa logique puisse être directement influencée en cours d'exécution.

L'organisation, le stockage et la reproduction des données sont extrêmement importants. L'homme ayant une faible capacité à retenir des informations détaillées, la machine doit pouvoir aisément emmagasiner et restituer de l'information temporaire. L'utilisateur dispose ainsi facilement de l'information du moment. L'organisation du matériel stocké doit être automatique et accessible par un procédé simple. Lorsque la machine fournit de grandes quantités de données,

l'utilisateur doit pouvoir sélectionner facilement ce dont il a besoin sans avoir à tout dépouiller.

Les différences de temps de réponse et de largeur de bande doivent être prises en compte par un système de temps partagé correctement accordé. Le système doit pouvoir accomplir plusieurs tâches pour plusieurs utilisateurs, tout en donnant à chaque utilisateur l'impression qu'il s'occupe de sa seule tâche. Les utilisateurs doivent pouvoir interrompre un job pour en faire un autre et ensuite rétablir le job initial.

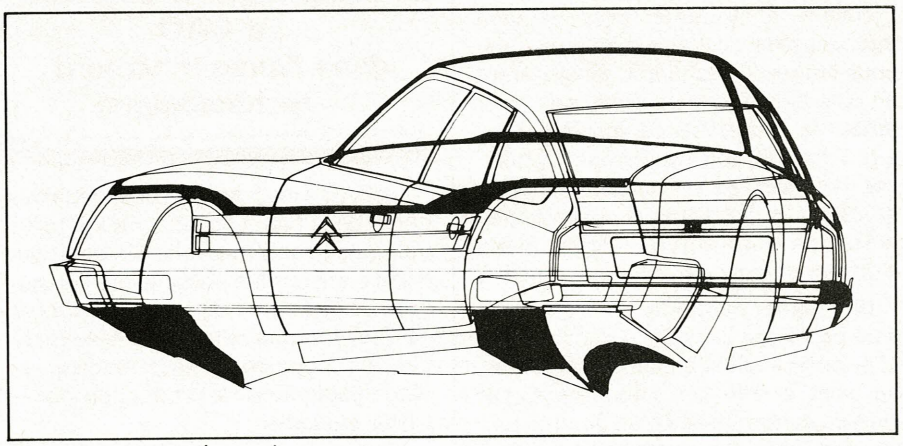


Fig. 4. – Citroën CX –(Citroën.)

A l'université de Pennsylvanie, USA, un programme prototype probablement un peu dépassé à l'heure actuelle a été implémenté au début des années 70, dont les structures fondamentales répondaient à la philosophie décrite ci-dessus. Le programmeur code un programme-source interactif. Ce programme-source contient des questions qui sont normalement posées par l'utilisateur, des noms de variables pour le stockage des données, des décisions exécutables, des appels aux sous-programmes qui effectuent les calculs, et des spécifications pour la sortie des résultats. Au niveau du programme-source, il n'est pas nécessaire de considérer les détails des commandes terminales. Cela signifie que le programmeur construit la logique du programme sans considération particulière du fait que l'utilisateur peut la modifier à l'exécution. Ainsi le codage de ce programme source exprime le problème à résoudre plutôt que les détails d'organisation, de stockage des données, de contrôle du programme, etc.

Le langage-source interactif peut contenir un langage-source de type batch comme sous-ensemble. Dans le système implémenté à l'Université de Pennsylvanie, le langage contient des propositions en Fortran comme sous-ensemble. Cela permet de coder tous les ordres exécutables et les appels de sous-procédures en utilisant les conventions familières du Fortran. Ainsi, le programmeur classique a très peu à apprendre pour pouvoir coder des programmes interactifs très souples.

Le programme-source est traduit et/ou compilé par un traducteur/compilateur. La phase de traduction/compilation aboutit dans un programme interactif qui a la capacité de répondre correctement à n'importe quelle commande terminale de l'utilisateur. Un autre programme saisit les programmes interactifs individuels et les implante dans le système interactif exécutable. Pour cela, il établit les liens corrects entre les programmes individuels et les commandes de système et les fichiers de données du système interactif. L'utilisateur a accès aux programmes individuels par l'intermédiaire des commandes du système interactif.

L'utilisateur n'a besoin de connaître aucun détail du système tel qu'il vient d'être décrit. Il communique avec le système interactif par une série de commandes terminales faciles à retenir. Au moyen de ces commandes, il peut appeler les programmes appropriés et avoir un contrôle sur les calculs et sur le stockage et la reproduction des données.

La tenue automatique des fichiers de données est peut-être la partie la moins développée du système de Pennsylvanie. Dans un environnement de conception c'est peut-être l'élément le plus important d'un système.

Le développement du système de l'Université de Pennsylvanie a été initialement orienté vers l'usage étudiant; cependant, de tels systèmes offriront ou offrent déjà de larges possibilités d'application dans différents types d'environnement, particulièrement en CAO.

A l'Académie des Sciences de Hongrie, un système appelé Distar a été développé par Forgacs, Hermann et Pikler. Distar contient une structure de programme de dialogue basée sur le concept d'état. Les états du système sont enregistrés et collectés dans une table d'états. Le dialogue est écrit dans un code source de telle manière que le programmeur peut se concentrer sur son problème particulier et est libéré d'une quantité de travail supplémentaire. Du point de vue du programme de contrôle du dialogue, l'utilisation de fichiers de données rend la segmentation très aisée.

Ce système ouvre la voie à une étude méthodique du processus de dialogue, élément central de la communication interactive entre l'utilisateur et la machine.

Le développement du traitement interactif nécessite l'exploration de tous les types de communication homme-machine: non seulement le dialogue individuel homme-machine, mais aussi d'autres modèles qui peuvent être un dialogue entre l'ordinateur et une équipe pluridisciplinaire (l'ordinateur a alors plutôt un rôle de coordinateur entre les membres de l'équipe), ou une interaction mutuelle entre plusieurs systèmes. Pour de tels modèles dont la complexité dépasse de loin celle du dialogue individuel avec l'ordinateur, il faudra de plus en plus développer les systèmes de programmes au dépens des programmes indépendants.

Résolution de problèmes en CAO

Dans la conception et la production de systèmes physiques, l'activité de synthèse est essentielle. L'élément central pour traiter les problèmes de synthèse est la compréhension des bases de la résolution de problèmes. Plusieurs sources d'information peuvent être exploitées pour élaborer cette compréhension. D'une part, il existe une longue histoire des tentatives pour traiter des problèmes de conception aussi bien simples que complexes. Une autre source d'information réside dans n'importe quel puissant système général de synthèse, c'est-à-dire les ensembles de faits et de relations qui dirigent le comportement des systèmes ordinaires.

Pour exploiter ces deux sources d'information, un cadre théorique est nécessaire. Il faut développer des concepts de résolution de problème, afin de pouvoir définir une approche générale. Les recherches en intelligence artificielle ont fourni les premiers éléments d'une telle théorie. La recherche en intelligence artificielle s'est orientée vers des domaines

comme la reconnaissance des formes, les jeux, le traitement du langage naturel, le stockage et la reproduction d'information complexe. On a ainsi posé les bases d'une théorie générale de la résolution de problèmes (pour plus d'information sur ce point, on pourra se reporter à l'article sur l'intelligence artificielle paru dans le numéro 4 de cette revue).

Il y a deux éléments fondamentaux dans la résolution de problèmes : la représentation et la recherche. La bonne représentation d'un problème est celle qui fournit un espace de recherche limité. Le but de la recherche est de développer des méthodes efficaces pour obtenir les solutions dans la représentation choisie.

Il existe, à l'heure actuelle, trois grands types de représentation qui permettent de décrire à peu près tous les problèmes. Ce sont les représentations par l'espace des états, par décomposition, et par démonstration de théorème.

La méthode de l'espace des états consiste à définir les caractéristiques des états, les opérateurs qui changent un état en un autre, l'état initial et l'état final recherché. Le problème est alors de trouver un chemin conduisant de l'état initial à l'état final, en utilisant les opérateurs. Dans les problèmes de conception industrielle, il y a en général un grand nombre de solutions, et il est alors nécessaire de trouver le chemin optimal. Ce chemin optimal est déterminé en fonction de critères physiques et économiques.

De nombreux exemples de problèmes peuvent être représentés sous la forme de l'espace des états. C'est le cas par exemple du problème classique de définir l'itinéraire d'un vendeur qui doit visiter plusieurs villes et retourner au point de départ, en ne visitant chaque ville qu'une seule fois et en minimisant la longueur du trajet parcouru.

Chaque état est décrit par la liste des villes visitées antérieurement à cet état. Les opérateurs sont tout simplement les déplacements du voyageur. Ils doivent être construits de manière à respecter la règle selon laquelle le vendeur ne doit pas retourner dans une ville qu'il a déjà visitée.

D'autres exemples de problèmes pouvant être représentés par l'espace des états sont la synthèse chimique des molécules, la conception de bâtiments, etc. Les méthodes de recherche utilisées une fois que le problème est représenté en états diffèrent selon les cas. Il y a quatre méthodes de base : recherche en largeur et en profondeur, méthodes de recherche limitée, heuristiques. Les deux premières méthodes sont simplement des recherches exhaustives épuisant l'arbre des possibilités, dans un cas en explorant d'abord tous les nœuds au même niveau, dans l'autre en procédant branche par branche.

Les procédés de limitation consistent à évaluer l'état de la recherche au fur et à mesure de son évolution, ce qui peut permettre de rejeter certaines possibilités et d'éviter une recherche exhaustive.

L'intérêt de ces méthodes est que tout en limitant la recherche, elles n'éliminent jamais la solution optimale. Les méthodes heuristiques, font appel à des connaissances empiriques sur le problème à résoudre. Elles peuvent être utilisées de deux manières : soit pour limiter la recherche en générant un plus petit espace d'états, soit pour guider la recherche de manière à ce que l'objectif soit rapidement atteint. Les heuristiques permettent souvent de traiter un problème là où les autres méthodes échouent, mais elles n'offrent aucune garantie d'optimalité.

Une autre méthode de traitement d'un problème consiste à décomposer le problème initial en sous-problèmes, qui sont à leur tour décomposés, et ainsi de suite jusqu'à ce qu'on obtienne un ensemble de problèmes triviaux pour lesquels il existe une solution immédiate. On procède à cette décomposition en appliquant la méthode des états au problème lui-même : l'espace des états est un ensemble de descriptions du problème, l'état final recherché étant une description constituée d'éléments le plus simple possible. Cette méthode est souvent utilisée pour la conception de machines, ou dans des processus de synthèse chimique.

Les représentations par démonstration de théorème utilisent le calcul des prédicats comme langage de résolution de problème. Le calcul des prédicats du premier ordre est un système logique, dans lequel des règles d'inférences permettent de déduire de nouvelles propositions, ou théorèmes, à partir d'un ensemble d'hypothèses de départ. Le domaine sur lequel on travaille est alors représenté par cet ensemble d'hypothèses logiques, et le but recherché est représenté par une autre porposition. Tout se ramène ensuite à chercher si cette proposition peut être logiquement déduite de l'ensemble de départ.

La résolution de problèmes par ce type de représentation n'a pas encore été poussée suffisamment pour traiter les problèmes de conception les plus complexes. L'emploi de logiques d'un ordre supérieur semble nécessaire.

En conclusion, les techniques de résolution de problèmes sont un élément central de l'évolution de la conception industrielle, qui n'a peut-être pas été, jusqu'ici, suffisamment développée en tant que science.

Références

- **Computer-Aided Design** – édité par J. Vliestra et R.F. Wielinga North-Holland Publisching Company 1973.
- **IBM-informatique** n° 13.

La CAO dans l'environnement technologique

La CAO s'insère dans l'ensemble des démarches typiques du contexte technologique contemporain. Si son apparition a été rendue possible par les progrès de l'informatique et des sciences de l'information, elle a été nécessitée par les conditions économiques et technologiques de la production industrielle moderne.

L'ordinateur tend aujourd'hui à devenir un instrument universel de communication, et il est présent partout où la manipulation et le contrôle de systèmes complexes est impossible à l'homme seul. Il est en quelque sorte une extension de l'esprit humain ; cette évolution est un peu comparable à celle qui a suivi, à la Renaissance, le développement de l'imprimerie et du livre. Dans ce processus, la CAO occupe une place de choix.

Les conséquences de cette évolution sont multiples, souvent contradictoires, et à long terme, largement imprévisibles. Nous emprunterons notre conclusion à Georges Charbonnier, qui a écrit :

« La dynamisation totale de tout environnement sensoriel doit-elle être contrôlée ? Est-elle un phénomène caractéristique de toute société ? Secrétée par toute société et hors du pouvoir de l'action sociale volontariste ? Un vertige ou un nouveau mode d'être pour l'individu ?

« Autant de questions – ici simplifiées – que l'on ne pourrait formuler si l'ordinateur n'était venu bouleverser les conditions intimes de la création. »

Michel de Pracontal

Le discriminateur à fenêtre TCA 965 est un détecteur de seuil double qui permet de savoir, par les informations disponibles à ses 4 sorties, si une tension appliquée à l'entrée se trouve à l'intérieur, à l'extérieur, en dessous ou au dessus d'une « fenêtre » déterminée à l'avance par le réglage de ses valeurs minimum et maximum.

Les indications de positionnement de la tension d'entrée par rapport à la fenêtre sont fournies sous forme logique (0 ou 1) par les 4 sorties pouvant débiter chacune 50 mA.

Le TCA 965 fonctionne sous une tension unique (4,75 à 27 volts), la tension appliquée à l'entrée (ou entre deux entrées) ne devant pas dépasser la valeur de la tension d'alimentation.

Discriminateur à fenêtre TCA 965

Les applications de ce type de circuit sont nombreuses : régulations thermiques, détecteurs d'approche à capteur magnétique, indicateur d'état de charge de batterie, jauges, contrôleurs de qualité de produits, etc.

Le présent article donne la description complète du TCA 965 et des exemples d'applications émanant du fabricant de ce circuit intégré : Siemens.

Le TCA 965

Ce circuit est présenté en boîtier « Dual in line » 14 broches **(fig. 1)** (TO 116) dont le brochage est donné au **tableau 1**.

Les caractéristiques électriques principales sont fournies par le **tableau 2**.

Le synoptique interne du TCA 965 est donné à la **figure 2**.

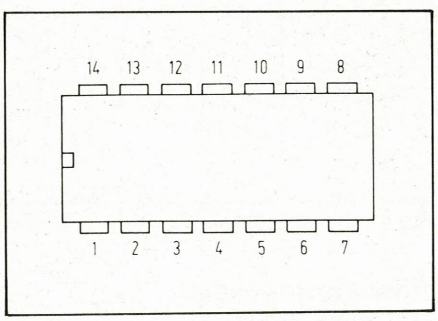


Fig. 1

1	– alim (masse)	8	Entrée référence milieu de fenêtre
2	Sortie 1 (en dessous)	9	Entrée référence demi-fenêtre
3	Sortie 4 (à l'extérieur)	10	Référence interne 6 V
4	Entrée inhibition 1	11	+ alim
5	Référence interne 3 V	12	Entrée inhibition 2
6	Entrée référence supérieure fenêtre	13	Sortie 3 (à l'intérieur)
7	Entrée référence inférieure fenêtre	14	Sortie 2 (au dessus)

Tableau 1

Paramètre	Min.	Typ.	Max.	Unité
Tension d'alimentation	4,75		27	V
Courant d'alimentation (sans charge de sortie)		4	5	mA
Tension entre 2 entrées	1,5		$V_{alim-1V}$	V
Courant d'entrée (bornes 6, 7 ou 8)		50		nA
Courant d'entrée (borne 9)		–400		nA
Tension d'offset à l'entrée (bornes 6/8 ou 7/8)		± 10		mV
Hystérésis des entrées		7		mV
Courant débité par chaque sortie			50	mA
Tension de référence V_5 (borne 5)	2,8	3	3,2	V
Tension de référence V_{10} (borne 10)	5,5	6	6,5	V
Coefficient de température V_5)		0,5		mV/°K
Variations de V_5 en fonction de V_{alim}		3		mV/V
Tension résiduelle de sortie (à 10 mA)		100	200	mV
Tension d'inhibition (bornes 4 ou 12)		1,5		V
Courant d'inhibition		–100		µA
Températures de fonctionnement	– 25		+ 85	°C
Résistance thermique boîtier-ambiance		120		°K/W
Température de jonction			150	°C

Tableau 2

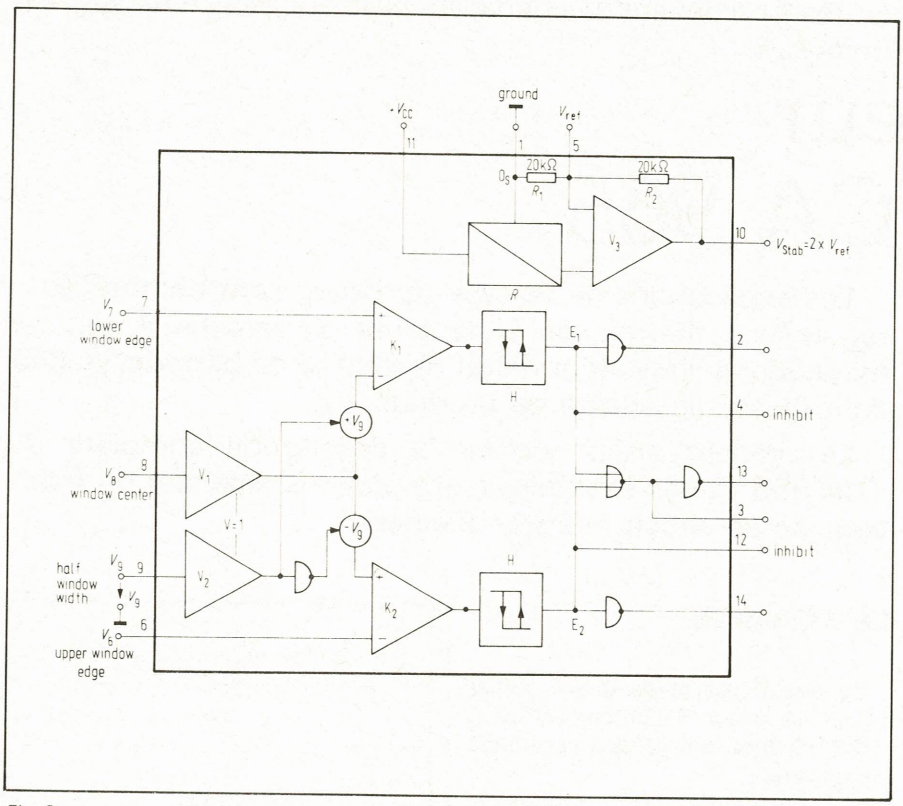


Fig. 2

Fonctionnement du TCA 965

Le discriminateur à fenêtre TCA 965 indique, au moyen de ses 4 sorties, si une tension appliquée à son entrée est à l'extérieur, à l'intérieur, en dessous ou au-dessus d'une fenêtre de tensions définie à l'avance et comprise entre une tension de référence inférieure U_{RI} et une tension de référence supérieure U_{RS}.

Les 4 sorties peuvent commander des circuits électroniques extérieurs ou bien des bobines de relais miniatures, ou bien encore des diodes électroluminescentes.

Le TCA 965 dispose de 4 bornes d'entrée :

– borne 6 : on peut lui appliquer une tension fixe de référence dont la valeur détermine le point supérieur de la fenêtre ;

– borne 7 : on peut lui appliquer également une tension de référence dont la valeur détermine le point inférieur de la fenêtre ;

– borne 8 : on peut lui appliquer une tension de référence dont la valeur détermine le milieu de la fenêtre ;

– borne 9 : on peut lui appliquer une tension de référence dont la valeur détermine (par rapport à celle présente à la borne 8) la demi-largeur de la fenêtre.

Il est évident que, selon l'application envisagée, certaines de ces entrées seront réunies à leur tension de référence alors que les autres seront soit inutilisées, soit considérées comme entrée du montage sur laquelle arrivera la tension à mesurer.

1) Utilisation des seuils inférieurs et supérieurs

Dans ce cas, illustré par la **figure 3**, on a fixé pour la borne 6 une tension dont la valeur correspond à la tension supérieure de la fenêtre définie par le type d'application désiré. Sur la borne 7, une tension de référence détermine la valeur inférieure de cette fenêtre. Ces deux références sont obtenues très simplement ici, au moyen d'un pont de 3 résistances.

La borne d'entrée 9 est mise à la masse et est donc inopérante.

L'entrée du signal à contrôler se fait sur la borne 8.

L'état des 4 sorties (qui peuvent prendre les niveaux logiques 0 ou 1) est donné à la **figure 3**.

On voit que la borne 2 (en dessous) reste au niveau 0 tant que la tension d'entrée n'atteint pas la référence inférieure de la fenêtre (V_7). Elle prend le niveau 1 au-dessus de cette valeur et y reste, même pour des tensions importantes.

Le phénomène inverse se produit pour la borne 14 (au-dessus) qui retombe au niveau 0 pour une tension d'entrée supérieure à la référence supérieure de la fenêtre (V_6).

Les sorties 13 et 3 sont complémentaires (Q et $\overline{Q}$) et effectuent des changements de niveaux aux limites de la fenêtre pour les valeurs V_6 et V_7.

2) Utilisation du milieu de fenêtre et de la demi-fenêtre

C'est le cas illustré par la **figure 4**.

On fixe sur la borne 8 une tension de référence dont la valeur correspond au milieu de la fenêtre désirée. On fixe sur la borne 9 un potentiel de référence dont la valeur, par rapport à la tension présente sur la borne 8, est égale à l'amplitude d'une demi-fenêtre. On voit que cette méthode donne des points de référence analogues à l'utilisation précédente. L'entrée du signal à contrôler se fait sur les bornes 6 et 7 réunies.

L'état des 4 sorties est également donné à la **figure 4**.

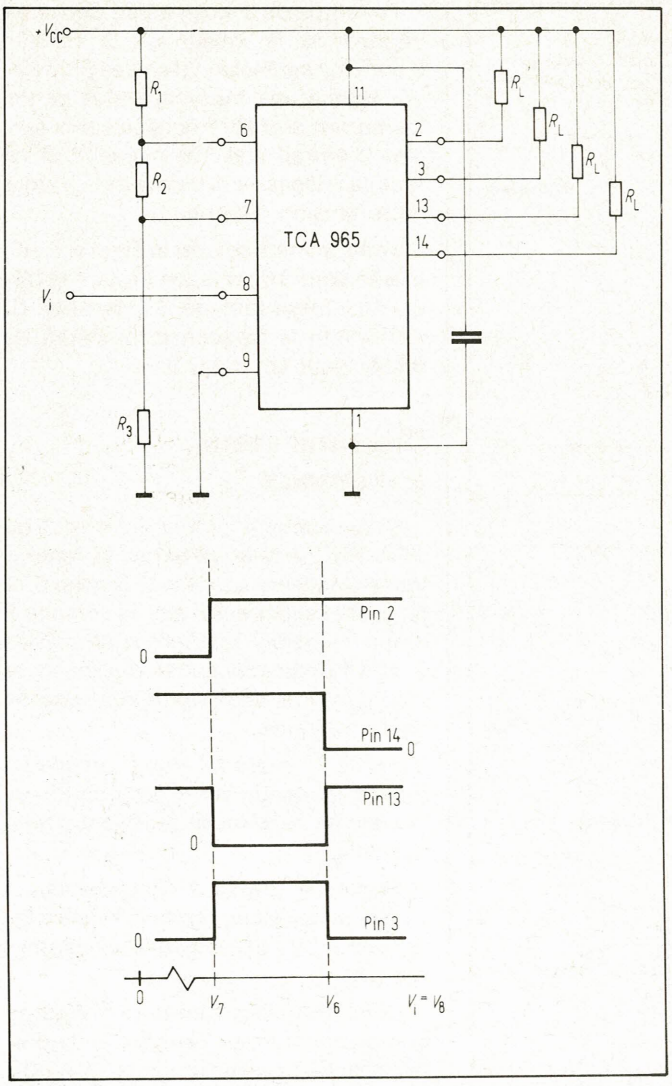


Fig. 3

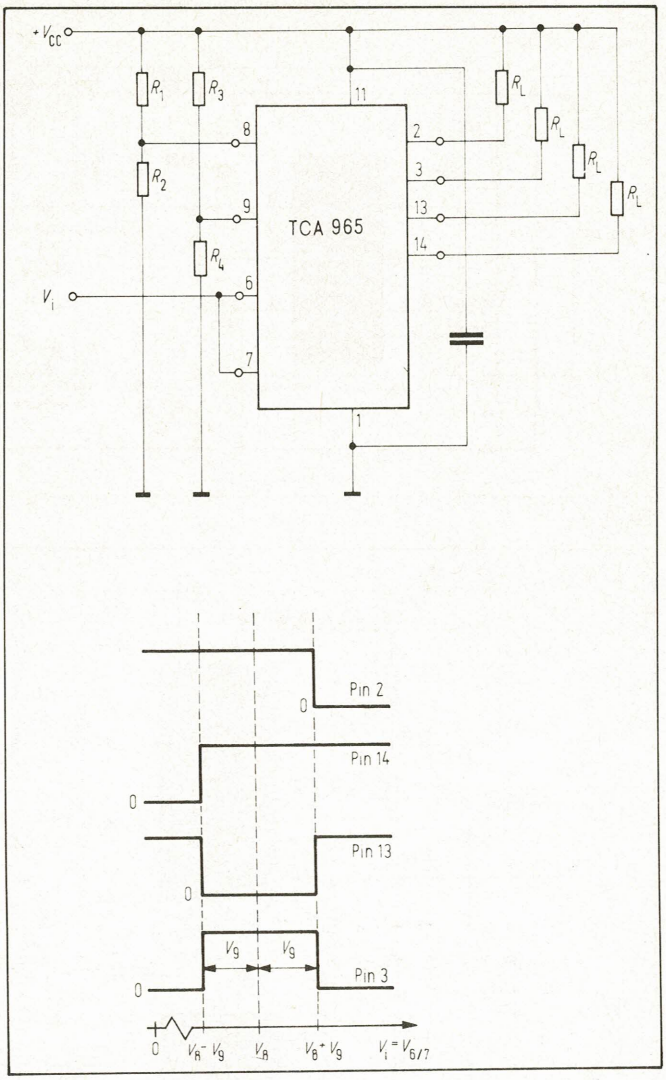


Fig. 4

Applications

Temporisateur avec période d'attente

On se réfèrera à la **figure 5**.

Lorsque l'on enfonce la touche T de mise en route, le transistor T_1 reçoit sur sa base une tension provenant de la borne 2 du TCA 965 et se sature, auto-maintenant la touche T qui peut être alors relâchée.

Une attente constante de 10 secondes précède la portion de temps réglable de 0 à 18 secondes du temporisateur. La diode LED L_1 s'allume pendant l'attente.

Dès que la tension de charge du condensateur C atteint le niveau de seuil 1 (borne 7), le relais colle. Lorsque le seuil 2 (borne 6) réglable par le potentiomètre P est atteint, le relais décolle.

C'est la borne 13 qui alimente la base de T_1 entre les seuils 1 et 2.

Pour obtenir un nouveau cycle, il faut appuyer sur la touche T ; prévoir un temps de récupération de 0,5 seconde.

Montage en série de plusieurs TCA 965

Si l'on désire cerner davantage un paramètre d'entrée, une seule fenêtre peut s'avérer insuffisante.

En mettant en série plusieurs discriminateurs, on peut alors augmenter le nombre de données de surveillance de ce paramètre.

L'exemple donné à la **figure 6** montre qu'avec deux TCA 965, on peut obtenir 3 fenêtres et donc avoir 5 informations concernant la position du signal d'entrée. Le réglage des fenêtres se fait au moyen d'un pont diviseur résistif. La tension d'entrée est appliquée simultanément aux broches 8 des deux circuits.

Il faut remarquer qu'un seul TCA 965 est relié directement à la masse. Les broches masse des autres discriminateurs sont branchées chacune sur la sortie 2 du TCA 965 qui le précède. Il en va de même pour la broche 9.

Avec cette méthode de branchement, on peut coupler en série jusqu'à 5 circuits TCA 965.

Multivibrateur à fréquence variable

Son schéma est donné à la **figure 7**. On réunit l'entrée 7 (réf. inf.) à la borne 10 (tension stabilisée interne de 6 V) et on connecte l'entrée 6 (réf. sup.) au + alimentation, ce qui la rend inopérante.

U_e doit être supérieure à 50 mV car le multivibrateur oscille de façon indéfinie lorsque $U_e = 0$ (à cause de l'hystérésis de commutation trop faible). Lors de la mise sous tension, C est déchargé, c'est-à-dire $U_8 < U_7$. La sortie 13 est au potentiel + alimentation (+ U_s), la sortie 3 à la masse et U_9 est ainsi égal à 0. Le condensateur se charge jusqu'à ce que $U_8 = U_7$. A ce moment, les potentiels aux bornes 13 et 3 s'inversent.

Appliquons une tension d'entrée U_e à la broche 9. Le nouveau point de commutation se situe maintenant à $U_8 = U_7 - U_9 = U_7 - U_e$.

C se décharge jusqu'à cette valeur, où l'état d'origine ($U_{13} = U_s$ et $U_3 = 0$) est rétabli et le condensateur se recharge jusqu'à ce que $U_8 = U_7$.

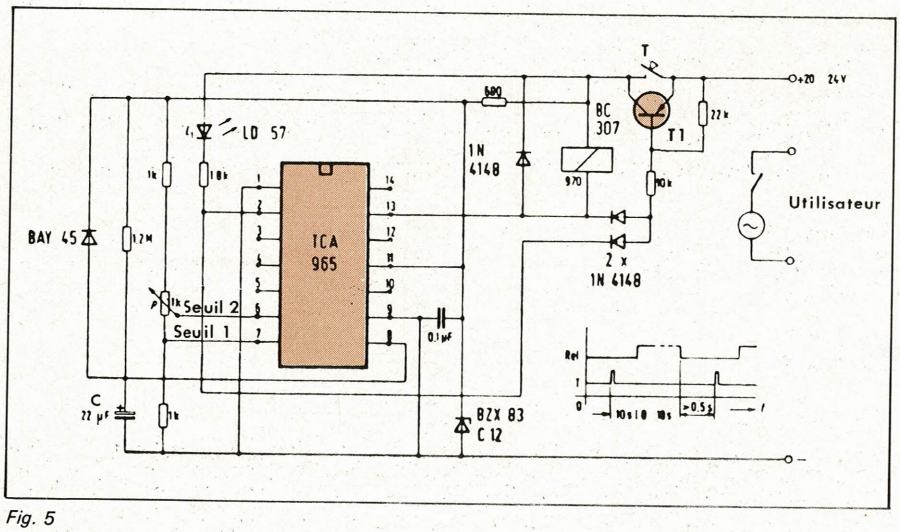


Fig. 5

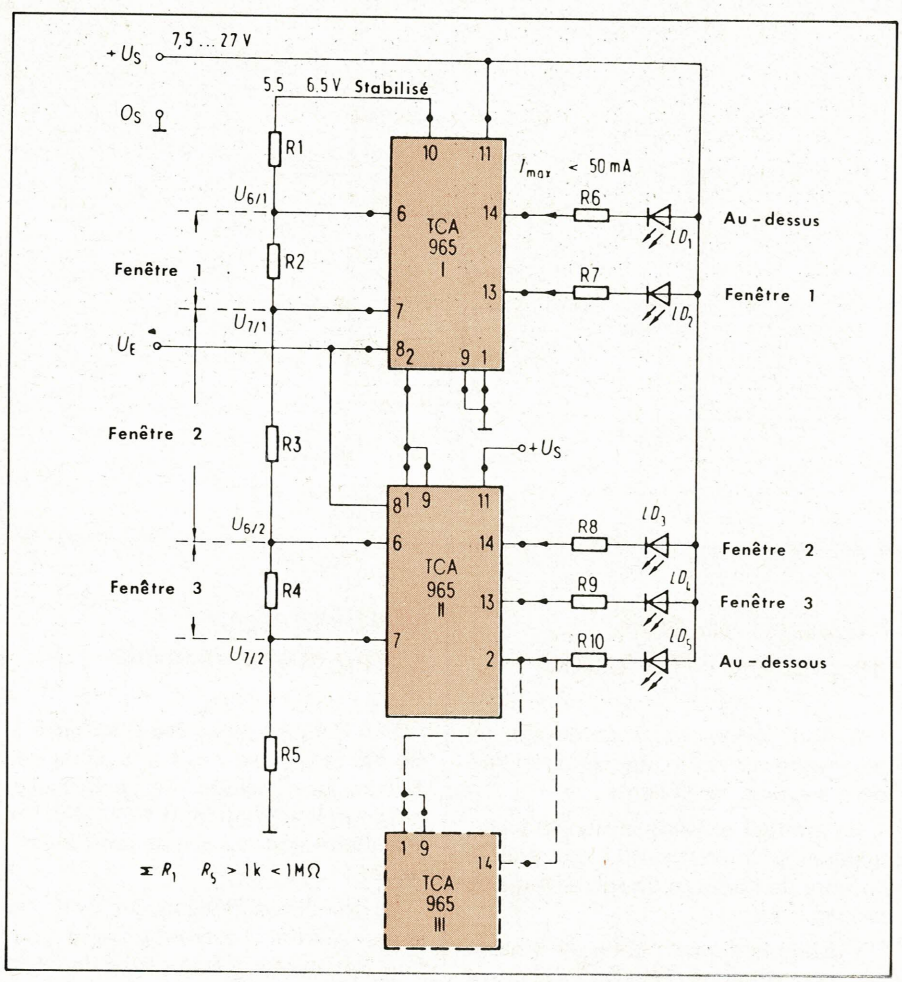


Fig. 6

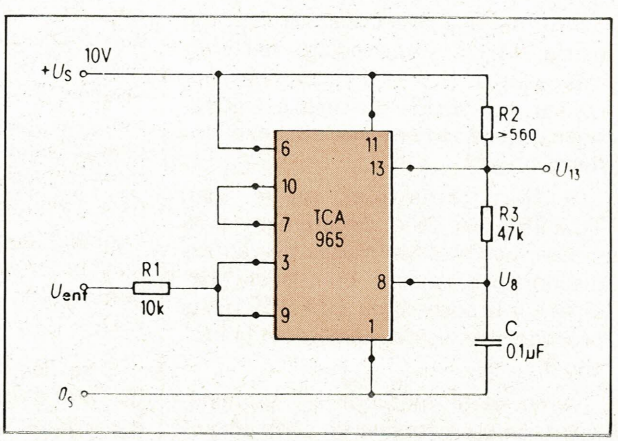


Fig. 7

Le temps de charge ou de décharge dépend de la valeur de la tension d'entrée. Une tension d'entrée plus élevée donne une fréquence plus petite. Le rapport entre la fréquence et la tension d'entrée n'est pas linéaire. Il ne faut pas dépasser la valeur de 5 V pour cette tension d'entrée.

Avec le montage de la **figure 7**, alimenté sous 10 volts, on obtient la fréquence maximum de 1 kHz pour $U_e = 0{,}5$ V et la fréquence minimum de 91 Hz pour $U_e = 4{,}9$ V

Discriminateur à mémoire

Si on branche les bornes 6 et 7 du TCA 965 de telle sorte que la tension limite inférieure soit sur la broche 6 et la limite supérieure sur la broche 7 (donc inversion), les bornes de sorties 2 et 14 (indications « en-dessous » et « au-dessus ») changent d'état pour la valeur suivante :

– Borne 2 : passe à l'état 1 lorsque U_e atteint la valeur limite supérieure U_7 (au lieu de U_6 dans le fonctionnement normal).

– Borne 14 : passe à l'état 0 lorsque U_e atteint la valeur limite inférieure U_6 (au lieu de U_7 dans le fonctionnement normal).

Donc en utilisant cette méthode de branchement et en ajoutant deux diodes **(fig. 8)**, on peut munir le TCA 965 d'une fonction de mémoire RS.

Pour cela, on utilise les inverseurs intégrés des sorties 2 et 14 ainsi que les entrées d'inhibition 4 et 12 s'y rapportant. On obtient alors une bascule RS qui peut se mettre dans la position complémentaire désirée par application d'un niveau logique bas sur la borne 4 ou la borne 12.

La bascule se comporte de la manière suivante, l'entrée U_e se faisant sur la borne 8 :

1) Tension d'entrée croissante : si U_e reste inférieure à U_7 (limite supérieure) la sortie 14 reste au niveau haut.

2) Tension d'entrée décroissante : si U_e reste supérieure à U_6 (limite inférieure de la fenêtre), la sortie 2 reste au niveau haut.

Les niveaux de sortie 2 et 14 sont toujours complémentaires. Les sorties 3 et 13 ne modifient donc plus leur état.

Réduction d'hystérésis

Une réduction de l'hystérésis interne des bords de fenêtre n'est possible que dans les circuits où la borne d'entrée 9 n'est pas reliée à la masse (réglage de la fenêtre par le milieu de fenêtre U_8 et la demi-largeur de fenêtre U_9).

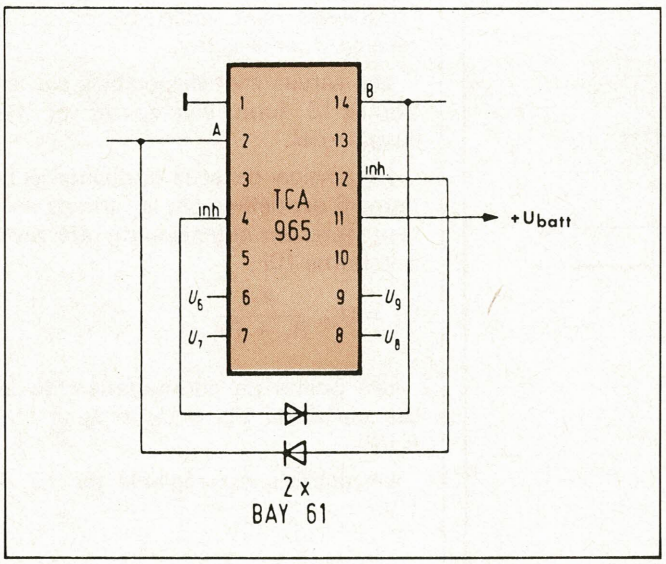


Fig. 8

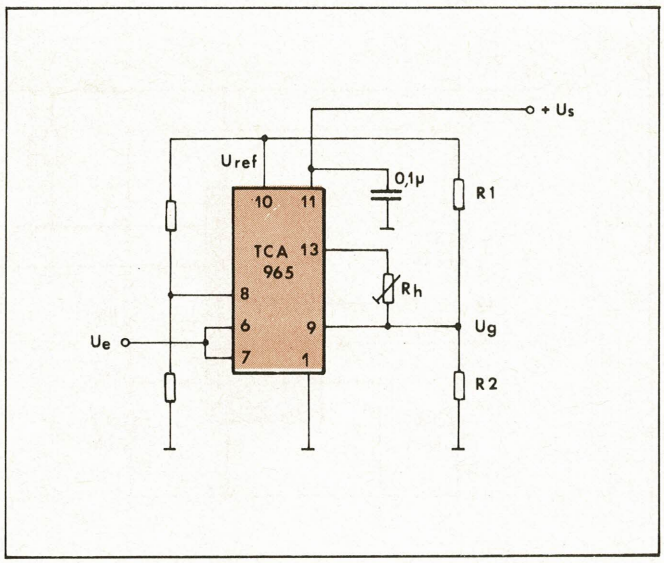


Fig. 9a

La **figure 9a** montre une possibilité de réduction d'hystérésis pour U_9 > 200 mV. Lorsque U_9 a une valeur moindre, on utilisera la **figure 9b**.

La réduction d'hystérésis s'obtient en couplant la résistance R_H parallèlement à R_2 (**fig. 9a**). Le transistor de la sortie 13 sert de commutateur.

Lorsque U_9 atteint l'ordre de grandeur de la tension résiduelle du transistor (sortie 13), le couplage en parallèle de R_H et R_2 ne provoque plus de réduction notable d'hystérésis. Dans le montage de la **figure 9b**, cette difficulté est supprimée en appliquant une tension plus élevée d'un à deux volts sur R_H. La tension résiduelle du transistor de commutation (sortie 13) ne joue alors plus aucun rôle.

R_H possède une haute impédance égale à la somme des résistances R_1 et R_2.

Pour des valeurs précises d'hystérésis R_H doit être prévue réglable.

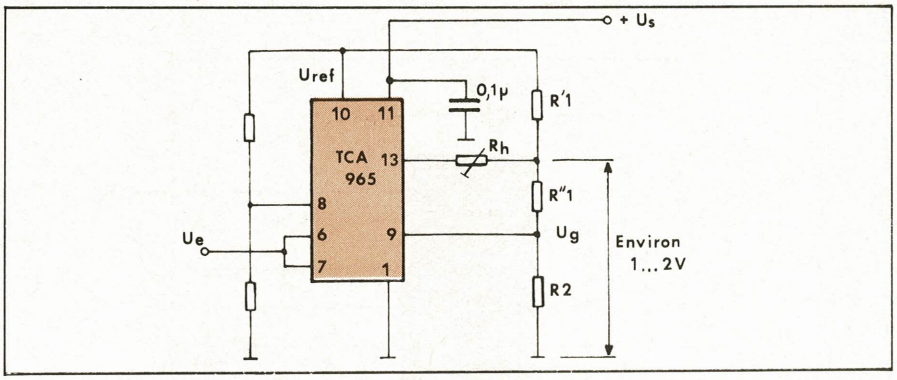


Fig. 9b

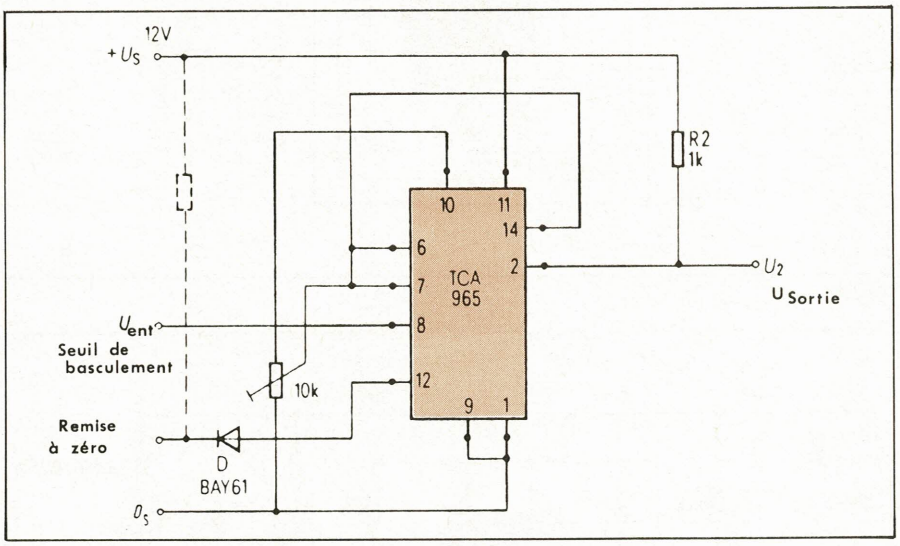


Fig. 10

Bascule à seuil de basculement réglable

On peut construire une bascule RS avec un seuil de basculement réglable en utilisant le montage de la **figure 10**.

La sortie (borne 2) peut accepter deux états stables, haut et bas.

Le montage possède 2 entrées :

- entrée bascule (broche 8),
- entrée remise à zéro (broche 12).

Le seuil de basculement est réglable par le potentiomètre P (niveau de basculement = U_6 = U_7) depuis 1,5 V jusqu'à U_{10}. On peut concevoir le montage comme circuit de base sans fenêtre (U_6 = U_7).

L'impulsion de remise à zéro est donnée sur l'entrée inhibition (borne 12). La sortie 14 correspondante peut être commandée indépendamment du signal d'entrée (borne 8) par l'intermédiaire de cette entrée inhibition.

Bascule de Schmitt

Une application importante de la bascule de Schmitt est la transformation d'un signal périodique de forme quelconque en une tension de sortie carrée avec amplitude et temps de commutation définis.

La **figure 11** représente le montage utilisé. Il s'agit d'un circuit avec hystérésis de flanc accru, où l'entrée 7 est reliée à la masse et de ce fait est inefficace.

Comparée aux bascules traditionnelles, celle-ci offre l'avantage d'avoir un seuil (P_1) et un hystérésis (P_2) réglables séparément.

En utilisant la référence U_{10} ou une autre tension constante, le seuil et

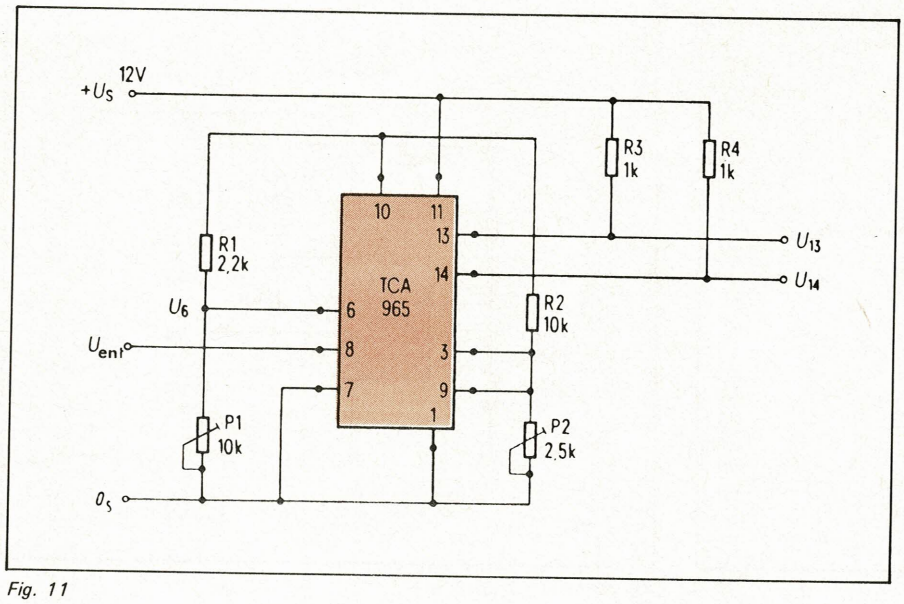


Fig. 11

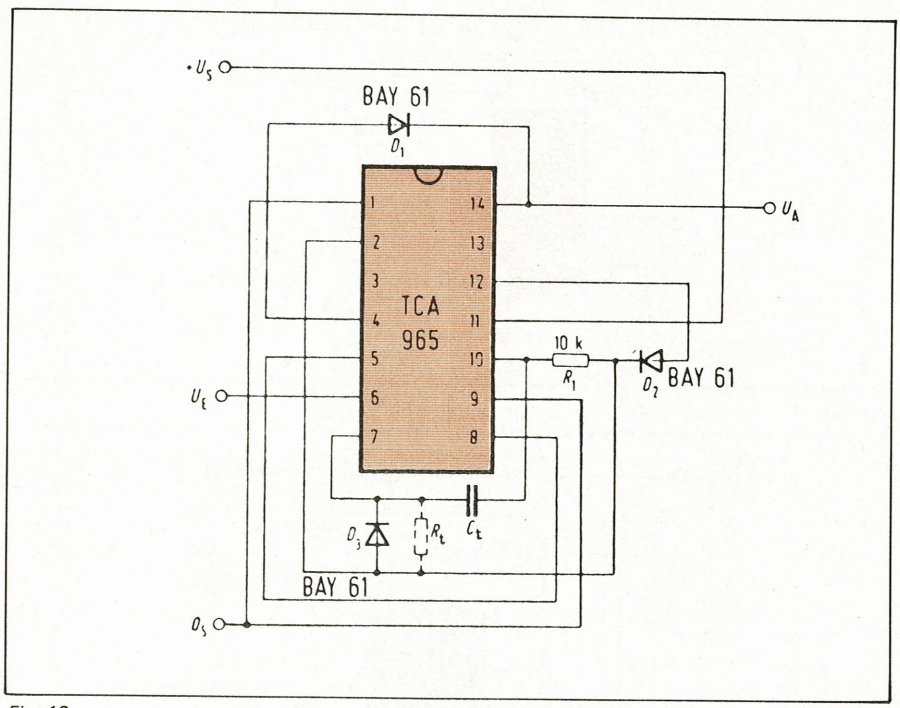


Fig. 12

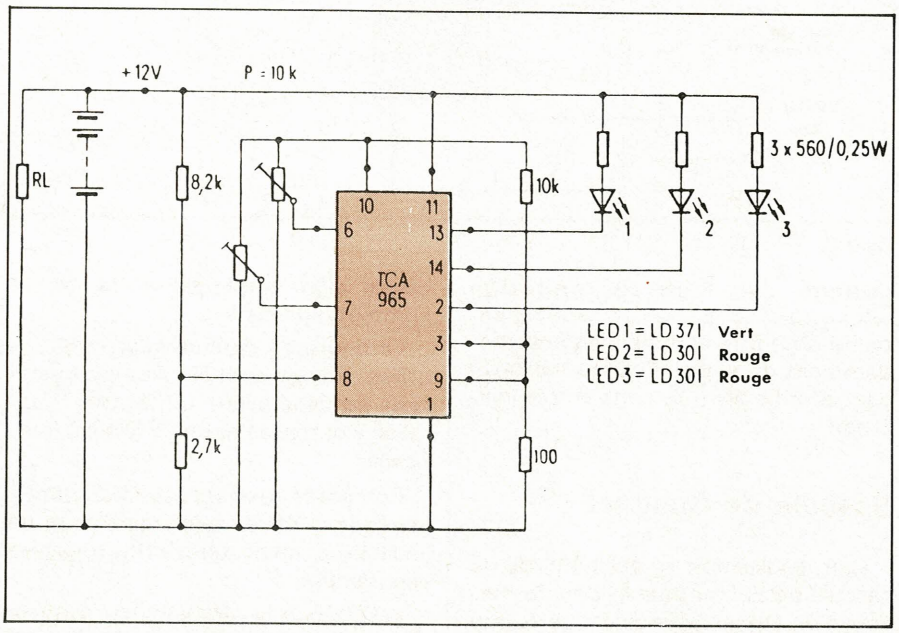


Fig. 13

l'hystérésis sont indépendants de la tension d'alimentation.

Les sorties sont disponibles sur les bornes 13 (non inverseuse) et 14 (inverseuse).

La tension de seuil appliquée à la borne 6 est définie par la formule suivante (prenant la tension de référence à la borne 10) :

$$U_6 = U_{10} \frac{P_1}{R_1 + P_1}$$

Les points de commutation de la bascule sont : $U_{e1} = U_6 + U_9$ et $U_{e2} = U_6$.

L'hystérésis est réglable de 0,2 à 1 V.

Monostable

Le montage de la **figure 12** est dérivé de celui décrit dans l'application « Discriminateur à mémoire » **(fig. 8)**.

La tension de référence U_5 est reliée à la broche 8.

Si la tension d'entrée appliquée à la borne 6 est inférieure à la tension $U_5 = U_8$, la sortie 14 indique un niveau bas. La broche 2 indique alors un niveau haut.

Si la tension d'entrée augmente, les sorties commutent pour une tension U_6 égale à $U_5 = U_8$. Dans le même temps, la broche 7 ne reçoit plus la double tension de référence U_{10} (par l'intermédiaire de R_1 et D_3) et la tension U_7 tombe régulièrement avec une constante de temps $t \simeq 60.C_t$. Si l'on couple en parallèle avec la diode D_3 une résistance complémentaire R_t, la constante de temps est égale à :

$t \simeq 0{,}7\ R_t.C_t$

avec R_t en MΩ et C_t en μF pour t en secondes.

La commutation se produit pour une tension $U_7 = U_8$. La sortie 14 repasse alors au niveau bas alors que la sortie 2 revient au niveau haut. La tension de référence U_{10} peut alors recharger C_t par l'intermédiaire de R_1 et C_3 et U_7 augmente.

Indicateur d'état de charge d'une batterie

On peut déterminer l'état de charge d'une batterie d'accumulateurs en se référant à sa tension.

Pour un accumulateur au plomb de 12 volts, tel que ceux utilisés dans les automobiles, les valeurs de tensions sont les suivantes (moteur arrêté) :

U < 11,5 V = accumulateur déchargé

U > 14,5 V = accumulateur surchargé
11,5 V < U < 14,5 V = accumulateur chargé correctement.

Comme on peut le voir sur la **figure 13**, les états « déchargé » ou « surchargé » sont indiqués par une LED rouge.

Comme la tension de batterie se modifie lentement, il peut se produire des oscillations indésirables aux points de commutation. Pour cette raison, on a fixé un hystérésis de 60 mV. Les valeurs d'attaque peuvent être réglés exactement grâce aux deux potentiomètres.

Protection thermique

Un échauffement exagéré peut détruire ou du moins réduire la durée de vie de certaines machines ou équipements. Il est donc nécessaire d'utiliser une protection contre les élévations de température grâce à des montages comme celui de la **figure 14**.

On prélève la température à surveiller à l'aide d'une thermistance CTN en contact thermique avec l'appareil à protéger (dans ce cas, un moteur).

Un relais électromagnétique sert de protection galvanique et d'organe de commutation entre le montage et la machine.

Le relais se coupe dans plusieurs cas :

– Température trop élevée (tension d'entrée en-dessous de la fenêtre).

– Court-circuit du capteur (U_e en-dessous).

– Rupture du capteur (U_e au-dessus).

– Coupure d'alimentation du montage.

Cette opération du TCA 965 remplit ainsi l'exigence d'auto-sécurité.

Indicateur de température

Dans cet exemple d'application, le TCA 965 est utilisé comme commutateur de seuil pour l'affichage de trois plages de température au moyen de LED de différentes couleurs comme le montre la **figure 15**.

Parmi les nombreuses possibilités d'utilisation de cet affichage, la **figure 15** illustre le cas de l'affichage de température d'un moteur automobile où les LED remplacent l'habituel indicateur à aiguille.

Les trois plages de température définies sont les suivantes :

1) – 40 à + 34 °C : température inférieure à la normale ; la diode jaune s'allume.

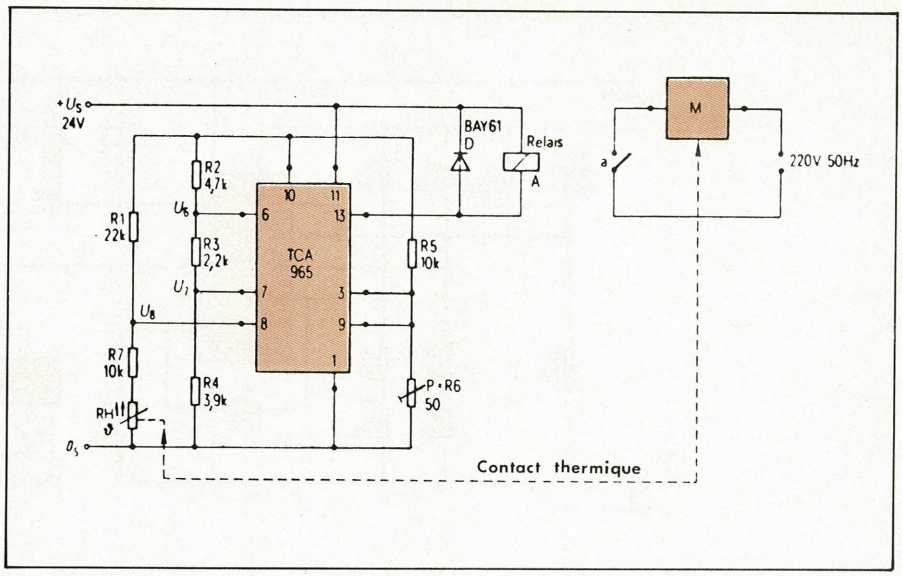


Fig. 14

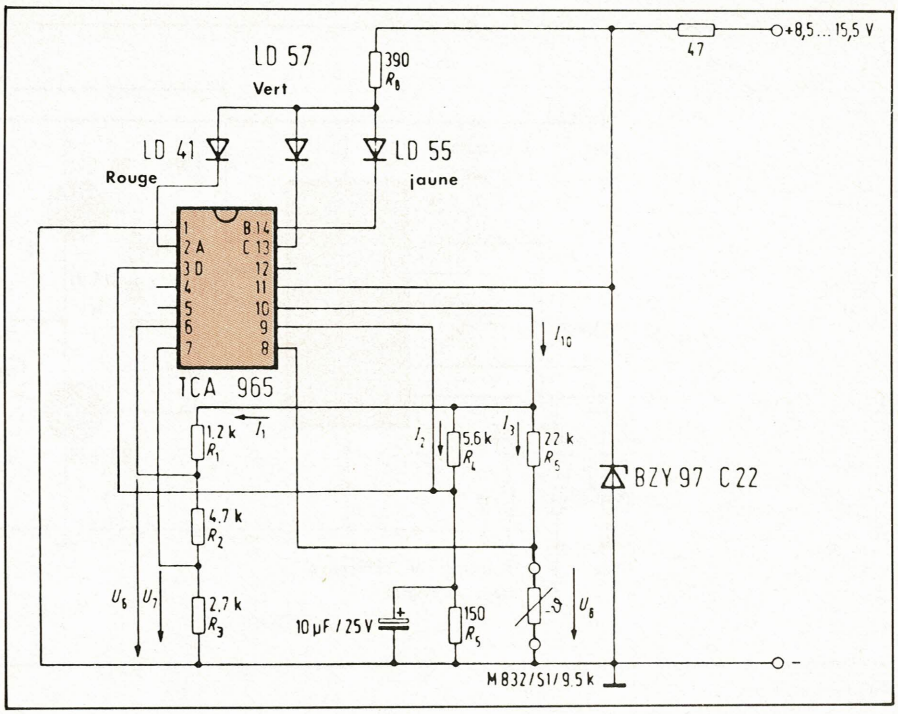


Fig. 15

2) + 34 à + 98 °C : température normale ; la diode verte s'allume.

3) > + 98 °C : température supérieure à la normale ; la diode rouge s'allume.

Les tolérances de la thermistance CTN choisie pour le montage d'essai (référence Siemens : M 832 S1/9,5 K) faussent d'environ 3 % les affichages à + 34 et + 98 °C.

La diode jaune s'allumera en cas de coupure de la ligne de la thermistance. La diode rouge s'allumera en cas de court-circuit de cette thermistance.

Etant donné les tensions perturbatrices dues à l'utilisation sur automobile, on a augmenté l'hystérésis de commutation de la valeur de la tension U_9 et on a prévu une diode Zener pour protéger le TCA 965 contre les pointes positives et négatives d'alimentation.

Régulateur de température à trois points

Comme le montre la **figure 16**, c'est une thermistance CTN qui sert de capteur de température.

On linéarise la courbe de variation de la CTN en fonction de la température (sur ± 20 kΩ environ) grâce aux résistances R_1 et R_2.

L'ajustage de la fenêtre se fait par le milieu de fenêtre et la demi-fenêtre.

Si la tension d'entrée (bornes 6 et 7) se trouve à l'intérieur de la fenêtre, le chauffage et la ventilation sont arrêtés.

Si la tension d'entrée est au-dessus ou en-dessous de la fenêtre, le chauffage ou la ventilation fonctionne.

La tension de milieu de fenêtre

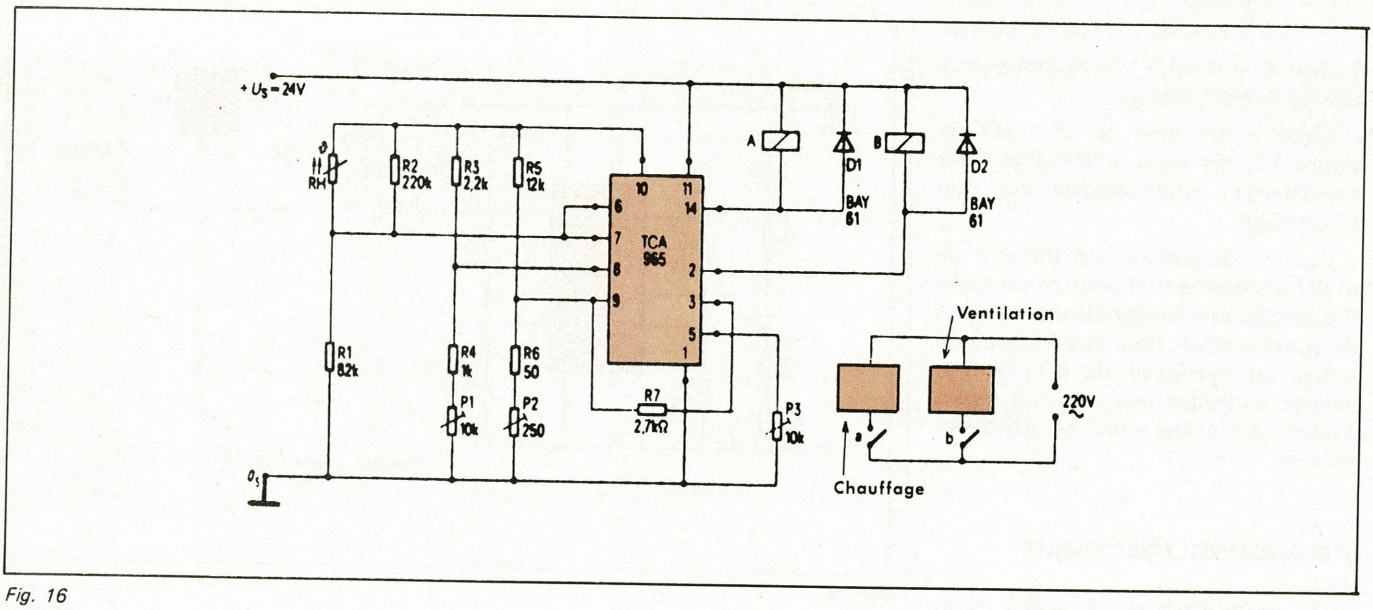


Fig. 16

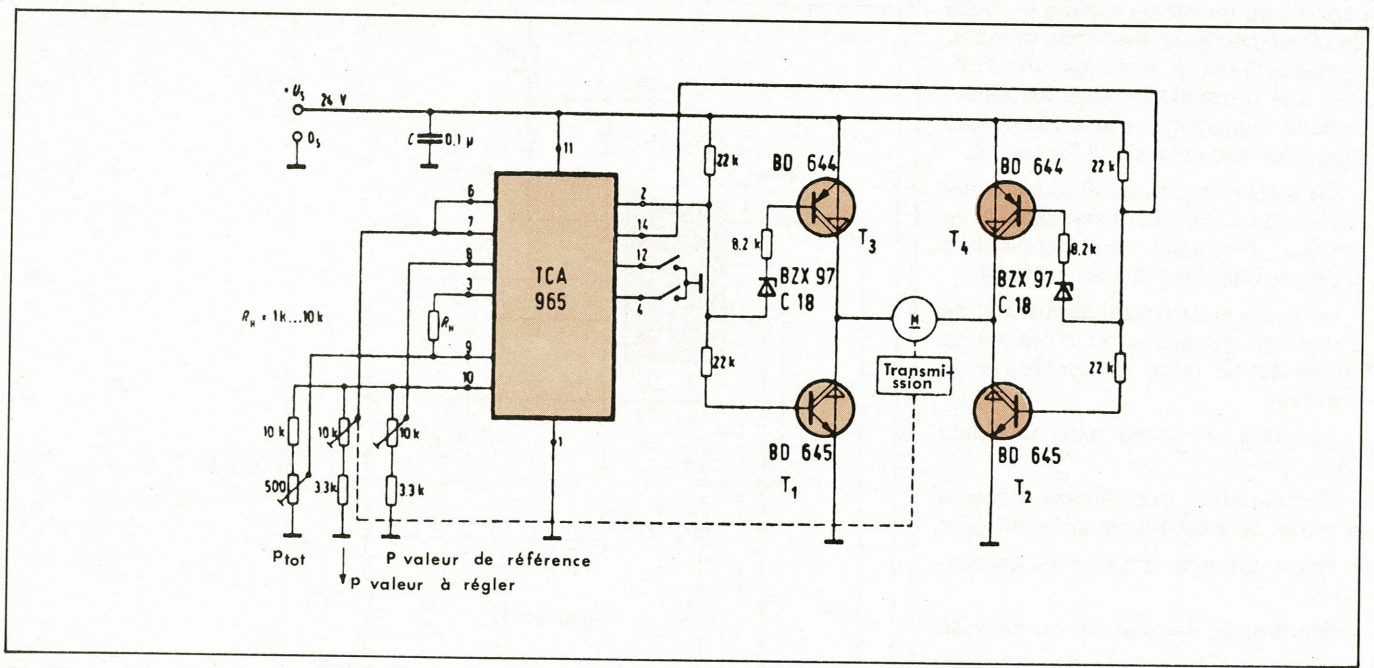


Fig. 17

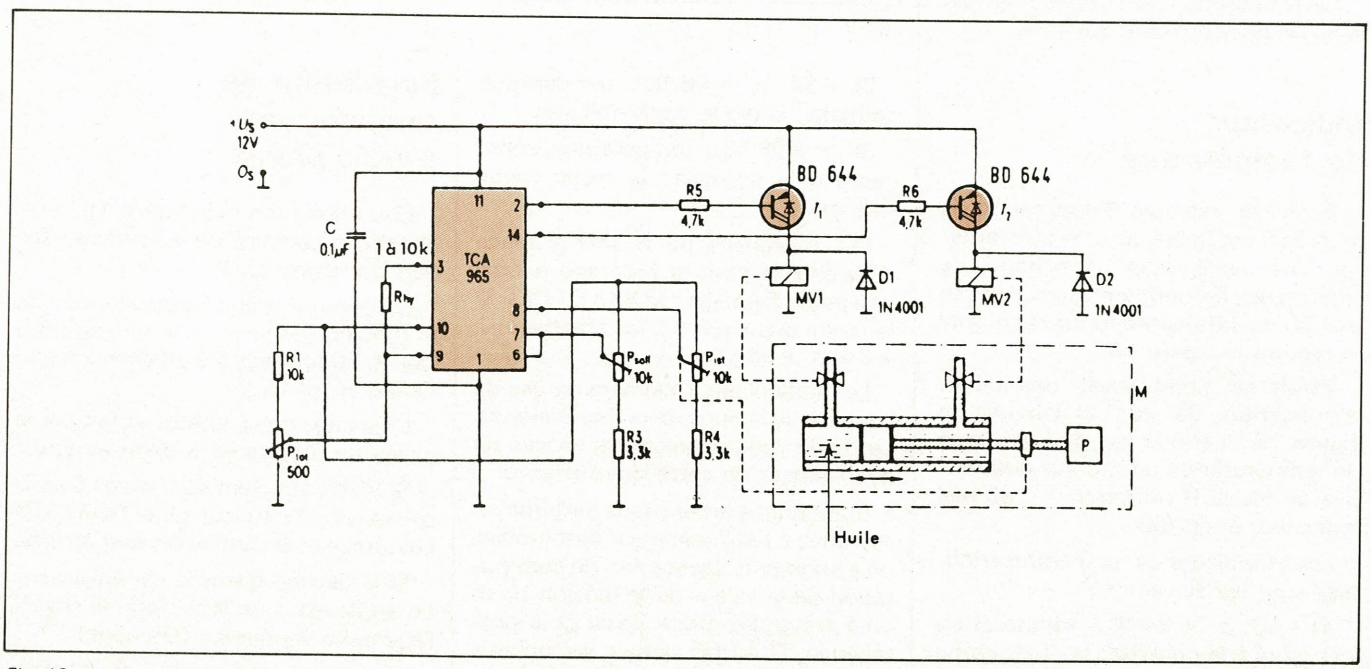


Fig. 18

représente la valeur nominale de température réglable à une valeur moyenne avec P_1.

Le domaine mort est représenté par la fenêtre, donc la précision du réglage est ajustable par P_2.

Dans le montage proposé, la thermistance a une valeur de 200 kΩ.

Asservissement de position d'un moteur à courant continu

Le TCA 965 fonctionne ici aussi comme un régulateur à 3 points qui compare la grandeur à régler (valeur réelle) et celle de guidage (valeur de référence) et produit une grandeur résultante pour l'attaque de l'élément de réglage. Les grandeurs à régler sont, pour la plupart, mécaniques (par exemple une position angulaire).

Le moteur à courant continu représente un élément de réglage simple et bon marché pour les servomécanismes.

La **figure 17** montre le montage du régulateur, moteur compris.

La fenêtre est ajustée au moyen de la tension de milieu U_8 et la demi-largeur de la fenêtre U_9.

La valeur de référence et celle à régler sont disponibles sur les curseurs des potentiomètres correspondants, alimentés par la tension de référence U_{10}.

Le potentiomètre de valeur de références est couplé mécaniquement au moteur. Le domaine mort est ajusté avec le potentiomètre P_{tot} de 500 Ω. L'hystérésis éventuellement nécessaire est obtenu avec R_{hy}.

Le moteur est disposé dans un montage en pont T_1 à T_4 commandé par les sorties 2 et 14 du TCA 965. Dans le cas de la maquette, le moteur est du type Dunker GK 26, 15 à 36 V/0,27 A max, 1 500 à 9 000 t/mn avec réducteur 1 : 250.

Des butées à micro-contacts sont prévues pour les fins de course. Les contacts sont réunis aux entrées inhibition qui provoquent alors la coupure du moteur.

Asservissement hydraulique à électro-vannes

Le principe de ce montage, proposé à la **figure 18**, est le même que dans le cas d'un asservissement de position de moteur continu. Dans le cas présent, une charge mécanique doit suivre automatiquement, aussi vite et précisément que possible, une grandeur de guidage (grandeur de référence). Pour la grandeur réglée, il s'agit à nouveau d'une position angulaire ou d'une position linéaire déterminée de la charge.

Le curseur du potentiomètre de la valeur à régler est couplé mécaniquement avec le mobile commandé par l'hydraulique.

Si la valeur réelle de la grandeur à régler se trouve dans le domaine mort (réglé par P_{tot}), les deux électro-vannes MV_1 et MV_2 sont hors circuit.

Si l'on sort du domaine mort, l'une des électro-vannes sera appelée et la transmission hydraulique déplacera la charge vers la valeur nominale.

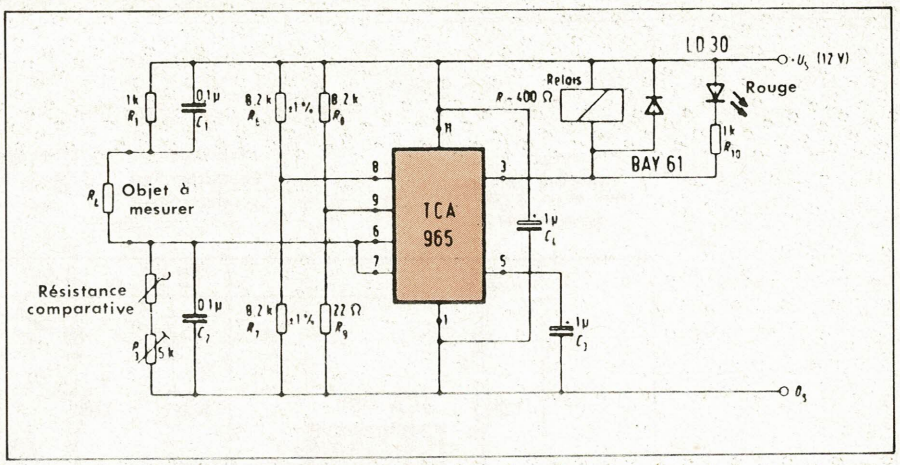


Fig. 19

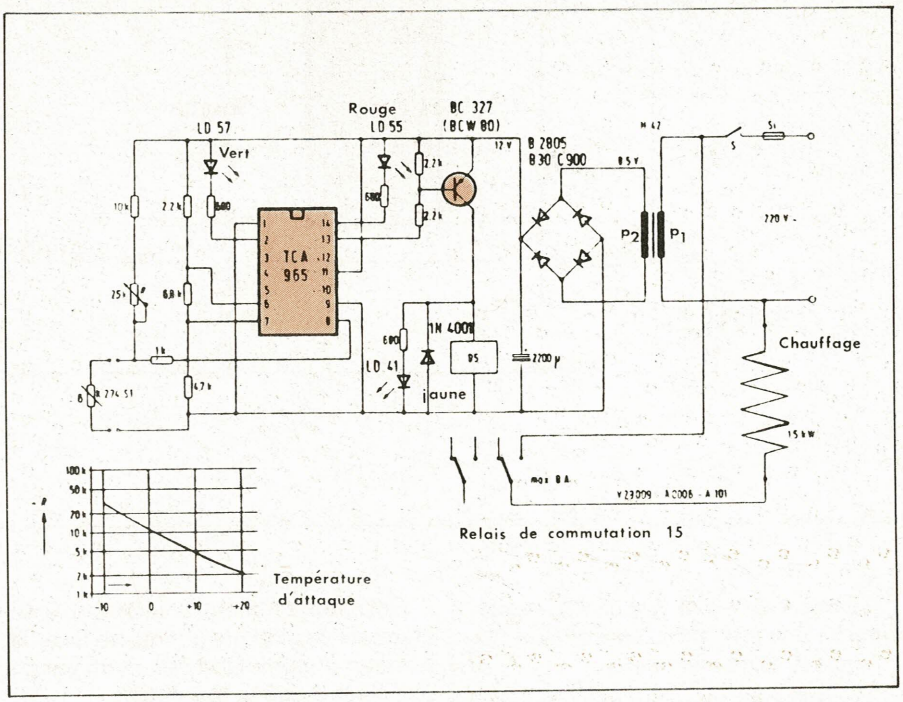


Fig. 20

Mesure de tolérance de résistance

Comme on le voit sur la **figure 19**, le milieu de fenêtre est donné par les diviseurs de tension R_6 et R_7. La largeur est donnée par U_9.

La résistance à mesurer est insérée dans un pont résistif alimentant les bornes d'entrée 6 et 7.

On étalonnera le montage (par P_3) en branchant à la place de la résistance à mesurer une résistance de référence de valeur très précise.

Pour les valeurs du montage de la **figure 19**, la plage de mesure s'étend de 3 à 30 kΩ. Pour des résistances à mesurer plus faibles, il faudra diminuer les valeurs de R_1 et P_3 et vice-versa.

Régulateur de température

Le montage de la **figure 20** a été développé pour des utilisations très générales, comme le réglage de température ambiante de locaux ou de réservoirs.

On peut utiliser comme capteur la résistance CTN référence K 274 S1 à capsule métallique, utilisable à l'air libre ou dans un liquide.

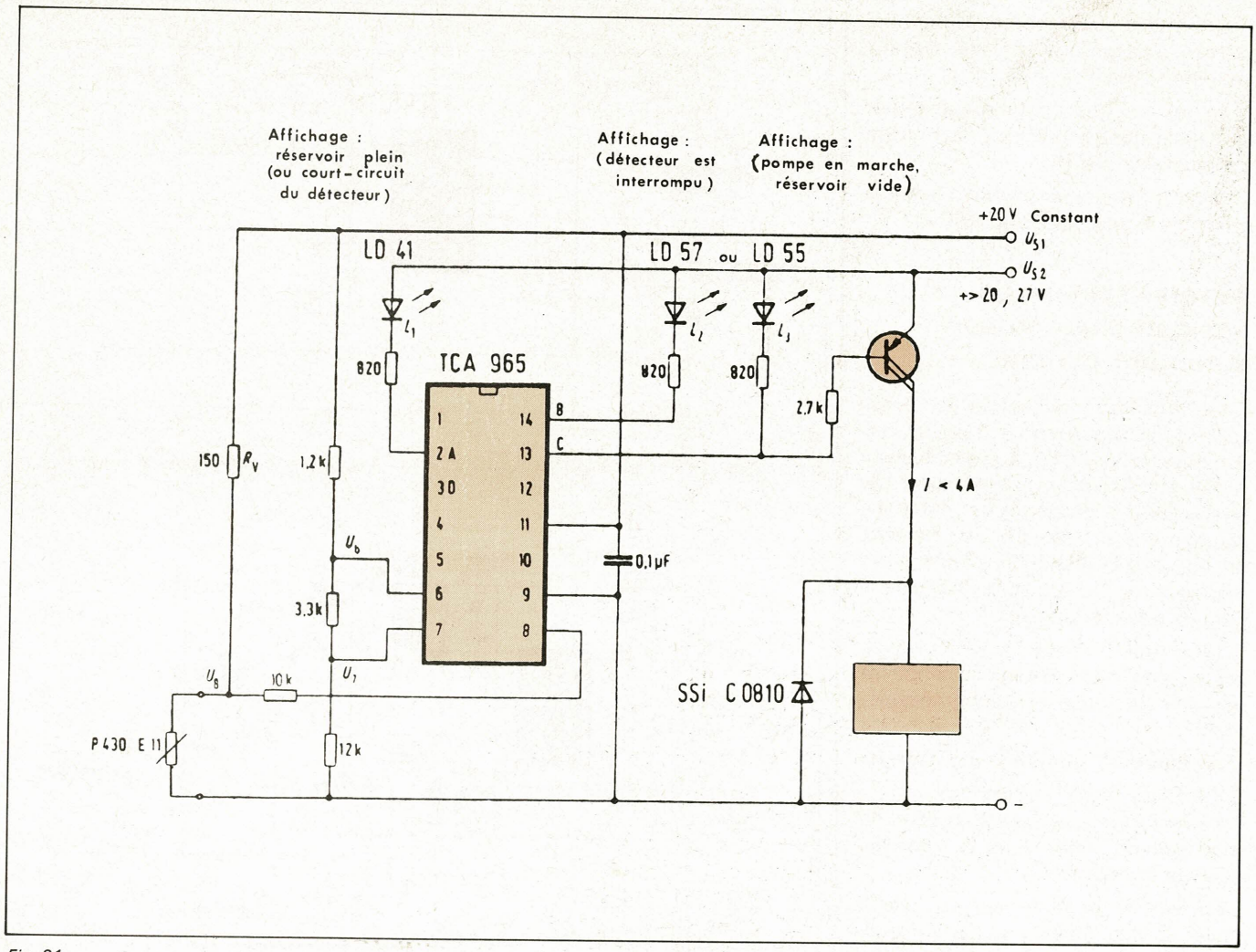


Fig. 21

Le relais est attiré lors d'une température mesurée trop basse (la LED rouge est alors allumée).

Le relais retombe pour des températures trop élevées (LED verte allumée).

La température nominale est réglée avec le potentiomètre R, ce qui, dans le montage proposé, est possible de – 10 à + 25 °C.

Jauge pour liquides à thermistance CTP

Les thermistances CTP peuvent être utilisées comme capteurs de niveau de liquides.

L'absorption d'énergie d'une CTP, dans le domaine où elle a une haute impédance, est environ proportionnelle à sa dissipation de chaleur. Puisque la dissipation de chaleur dans les liquides est, en règle générale, très supérieure à la dissipation de chaleur dans l'air, on pourra observer la variation de son absorption d'énergie électrique. Dans la pratique, on couple la CTP en série avec une résistance fixe sur une tension constante. La tension aux bornes de la CTP est alors un repère pour sa dissipation de chaleur.

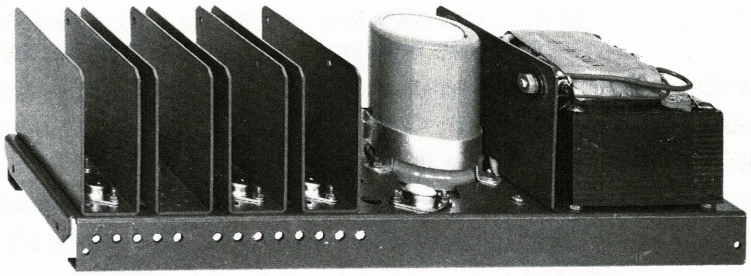
La **figure 21** montre un exemple de jauge de liquide avec indication de la position et commande de remplissage par électro-vanne (ou autre).

Si la CTP se trouve dans l'air, le courant d'absorption est petit, la tension d'entrée U_8 est grande, mais plus petite que le seuil V_6. La sortie borne 13 devient donc conductrice et signale un réservoir vide tout en commandant le remplissage. Si la CTP trempe dans le liquide, U_8 est ramenée sous le seuil U_7 et la sortie borne 2 allume la LED L_1 indiquant que le réservoir est plein. La même position de commutation est présente lorsqu'il y a court-circuit du capteur. Si le circuit du capteur est coupé par contre, la tension U_8 est supérieure au seuil U_6 et la sortie borne 14 fait allumer la LED L_2.

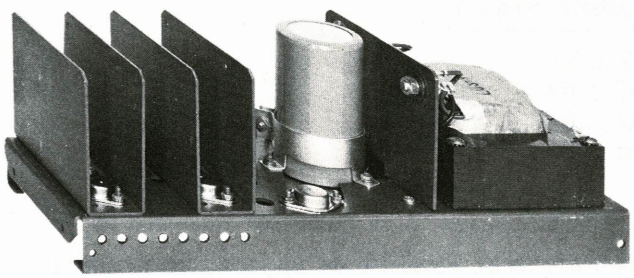
Pour ce montage, destiné à une cuve de mazout, la température de ce carburant ne doit pas dépasser 50 °C.

A. Roualet
(d'après les notes d'applications Siemens).

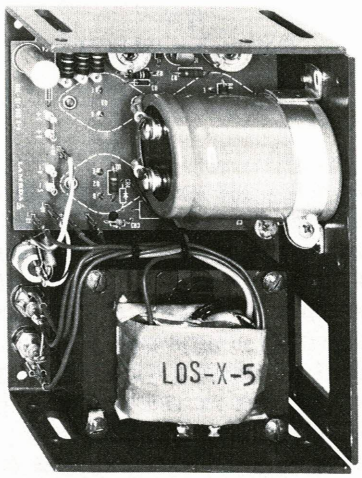
alimentations d'équipements sur châssis



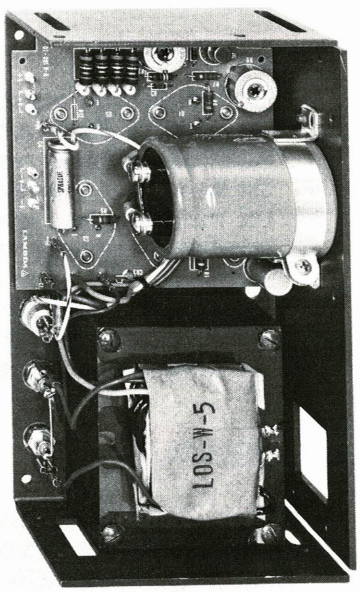
LO.S.R.5.



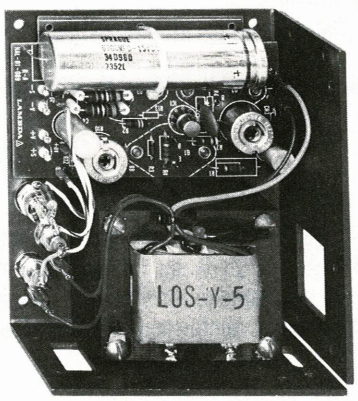
LO.S.V.5.



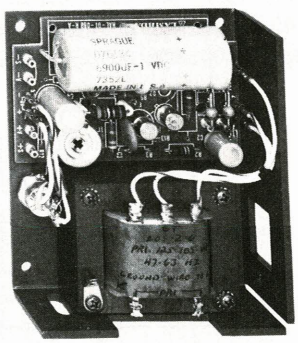
LO.S.X.5.



LO.S.W.5.



LO.S.Y.5.



LO.S.Z.5

- économiques
- remises par quantité

NP28
Mars 1978

caractéristiques techniques :

Entrée réseau : 117 ou 220 V par déplacement de conducteurs sur le transformateur.
Possibilités de variations de ± 10 % de la tension nominale. Fréquence 47 à 440 Hz.

Sorties utilisation : Voir tableau ci-contre.
Fonctionnement à tension constante avec limitation de courant.
Les modèles MPU1 et MPU2 sont particulièrement adaptés à l'emploi avec les micro-processeurs suivant :
MPU 1 : RCA Cosmac - Intersil IM 6100 - Motorola M 6800 - Fairchild F8 - A M I 6800 - Mostec F8, 5065 Signetics 2650, 3000, 3002 - Rockwell PPS4, PPS8 - Gen. Inst. CP-1600 - M M I 5701, 6701 Texas Inst. TMS-1000, SBP-0400 - Western Dig. MPS-1600 - National Pace Syst. Intel. 4040, 8008, 4004 AMD 9080, 2901 - Applied Comp. Technologie CBC-4M - SMS SMS-300 - Toshiba TLCS-12.
MPU 2 : Intel 8080 avec périphérique 5501 - Texas Inst. TMS 8080 avec périphérique 5501 - Fairchild F8 avec mémoire - National IMP-4, IMP-8, IMP-16 - Digital Labs. PB-96 - Texas Inst. TMS 5501

Régulation : $1{,}5.10^{-3}$ pour une variation réseau de ± 10 % ou pour une variation de charge de 0 au maximum.

Ondulation résiduelle et bruits : < 1,5 mV efficace (5 mV crête à crête) une des bornes de sortie étant réunie à la masse.

Température d'utilisation : 0 à 60 °C. **Température de stockage :** - 20 à + 85 °C.

Temps de réponse : < 30µs pour une variation de charge de 0 au maximum.

Protections : - de l'alimentation contre les surcharges et les courts-circuits par limitation de courant, seuil fixe à 130 % du courant maximum.
- de la charge, contre tout risque de dépassement de la tension normalement délivrée par circuits limiteurs de tension, temps de réponse inférieur à 5 µs, seuil fixe, voir page 7. Ces circuits sont systématiquement incorporés dans les modèles MPU comme indiqué ci-dessous :

MODÈLES MPU :

Sortie	Seuil de limitation incorporé
5 V	6,6 ± 0,2
12 V	13,7 ± 0,4
9-12 ou 5 V (MPU 1)	13,7 ± 0,4
9 ou 5 V (MPU 2)	10,5 ± 0,4

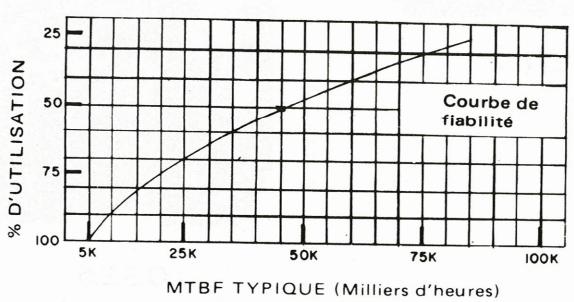
POSSIBILITÉS

- Tensions de sortie ajustables dans la plage annoncée par potentiomètre à axe fendu. Possibilité de programmation extérieure par résistance 200 Ω/volt ou volt/volt. Seule la voie 5 volts est programmable extérieurement sur les modèles MPU.
- Possibilité d'utilisation avec charge locale ou à distance (compensation des chutes de tension dans les câbles de raccordement). Sur les modèles MPU seule la voie principale 5 volts offre cette possibilité.
- Les modèles à deux voies permettent de disposer de deux tensions, asservies, symétriques et de signes opposés. Un seul potentiomètre incorporé permet d'ajuster simultanément ces deux tensions. Différence absolue entre ces deux tensions inférieure à 2 %, les variations de cet écart inférieures à 0,2 % en toutes circonstances.
- Possibilité de fixation sur deux faces pour les châssis R et V, trois faces pour les autres modèles ;
- Raccordements secteur et sortie utilisation sur cosses à souder ;
- Refroidissement par convection naturelle. Les débits indiqués en fonction de la température s'entendent à l'air libre ambiant.

GARANTIE

1 an.

M.T.B.F. : La courbe ci-dessous indique en milliers d'heures le MTBF pratique de ces alimentations en fonction des conditions réelles d'exploitation. Exemple : une alimentation utilisée 24 h/jour à 50 % du courant maximum qu'elle peut délivrer, présente un MTBF de 45.000 heures. Le même résultat apparent sera obtenu si le fonctionnement est limité à 12 heures par jour à pleine charge. Rappelons qu'une année de fonctionnement ininterrompu représente 8760 heures.



MTBF typiques : utilisation à 90 % du courant autorisé pour la température réelle ambiante : 10.000 heures
80 % 15.000 heures
60 % 33.000 heures
50 % 45.000 heures

alimentations à une voie

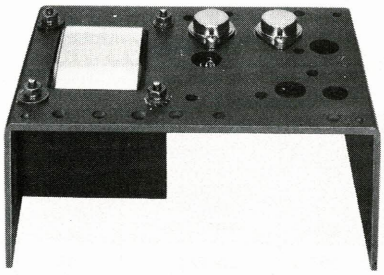
Tension de sortie (Volts) Plage de réglage	Courant maximum (Ampères) Température ambiante maximum 40 °C	50 °C	60 °C	Chassis	Référence	Prix H.T. Quantités 1-9	10-24	25-49	50+	Protection surtensions Référence du circuit à employer	Prix H.T. unitaire
5 ± 5 %	2,7	2,4	1,8	Z	LOS. Z. 5	270	270	260	255	L6.OV.5	30
	5,4	4,9	3,8	Y	LOS. Y. 5	450	425	415	375	L6.OV.5	30
	8,1	7,6	6,2	X	LOS. X. 5	570	540	510	445	L12.OV.5	60
	10,8	10,5	8,5	W	LOS. W. 5	695	645	595	495	L12.OV.5	60
	15,3	14,5	11,5	V	LOS. V. 5	920	875	830	740	L20.OV.5	90
	22,5	21,5	17,5	R	LOS. R. 5	1.155	1.085	1.020	880	L35.OV.5	120
6 ± 5 %	2,25	2,1	1,6	Z	LOS. Z. 6	270	270	260	255	L6.OV.6	30
	4,5	4,3	3,5	Y	LOS. Y. 6	450	425	415	375	L6.OV.6	30
	7,6	7,1	5,7	X	LOS. X. 6	570	540	510	445	L12.OV.6	60
	9	9	7,3	W	LOS. W. 6	695	645	595	495	L12.OV.6	60
	14	13	10,3	V	LOS. V. 6	920	875	830	740	L20.OV.6	90
	21	20	16,5	R	LOS. R. 6	1.155	1.085	1.020	880	L35.OV.6	120
12 ± 5 %	1,4	1,3	1	Z	LOS. Z. 12	270	270	260	255	L6.OV.12	30
	3	2,8	2,3	Y	LOS. Y. 12	450	425	415	375	L6.OV.12	30
	5,1	4,8	3,9	X	LOS. X. 12	570	540	510	445	L12.OV.12	60
	6,3	5,8	4,6	W	LOS. W. 12	695	645	595	495	L12.OV.12	60
	9,7	9	6,1	V	LOS. V. 12	920	875	830	740	L20.OV.12	90
	14,5	13,5	10,5	R	LOS. R. 12	1.155	1.085	1.020	880	L20.OV.12	90
15 ± 5 %	1,25	1,2	1	Z	LOS. Z. 15	270	270	260	255	L6.OV.15	30
	2,5	2,5	2,1	Y	LOS. Y. 15	450	425	415	375	L6.OV.15	30
	4,3	4	3,2	X	LOS. X. 15	570	540	510	445	L12.OV.15	60
	5,6	5,2	4	W	LOS. W. 15	695	645	595	495	L12.OV.15	60
	8,5	7,6	5,6	V	LOS. V. 15	920	875	830	740	L20.OV.15	90
	12,6	11,5	8,8	R	LOS. R. 15	1.155	1.085	1.020	880	L20.OV.15	90
20 ± 5 %	0,9	0,8	0,6	Z	LOS. Z. 20	270	270	260	255	L6.OV.20	30
	2,1	2,1	1,8	Y	LOS. Y. 20	450	425	415	375	L6.OV.20	30
	3,4	3,2	2,5	X	LOS. X. 20	570	540	510	445	L12.OV.20	60
	4,6	4,2	3,2	W	LOS. W. 20	695	645	595	495	L12.OV.20	60
	6,9	6	4,3	V	LOS. V. 20	920	875	830	740	L20.OV.20	90
	10,3	9,5	7,1	R	LOS. R. 20	1.155	1.085	1.020	880	L20.OV.20	90
24 ± 5 %	0,8	0,7	0,5	Z	LOS. Z. 24	270	270	260	255	L6.OV.24	30
	2	1,9	1,6	Y	LOS. Y. 24	450	425	415	375	L6.OV.24	30
	3	2,8	2,2	X	LOS. X. 24	570	540	510	445	L12.OV.24	60
	4,3	3,8	2,8	W	LOS. W. 24	695	645	595	495	L12.OV.24	60
	6	5,2	3,8	V	LOS. V. 24	920	875	830	740	L20.OV.24	90
	9,4	8,3	6	R	LOS. R. 24	1.155	1.085	1.020	880	L20.OV.24	90
28 ± 5 %	0,7	0,65	0,45	Z	LOS. Z. 28	270	270	260	255	L6.OV.28	30
	1,8	1,7	1,4	Y	LOS. Y. 28	450	425	415	375	L6.OV.28	30
	2,8	2,5	1,9	X	LOS. X. 28	570	540	510	445	L12.OV.28	60
	3,8	3,3	2,4	W	LOS. W. 28	695	645	595	495	L12.OV.28	60
	5,3	4,6	3,3	V	LOS. V. 28	920	875	830	740	L20.OV.28	90
	8,3	7,5	5,6	R	LOS. R. 28	1.155	1.085	1.020	880	L20.OV.28	90

alimentations à deux voies

Tension de sortie (Volts) Plage de réglage	Courant maximum (Ampères) Température ambiante maximum 40 °C	50 °C	60 °C	Chassis	Référence	Prix H.T. Quantités 1-9	10-24	25-49	50+	Protection surtensions Référence du circuit à employer	Prix H.T. unitaire
± 12 à ± 15	0,45	0,37	0,25	Z	LOD. Z. 152	375	375	365	340	L12.OV.30	60
	0,9	0,75	0,5	Y	LOD. Y. 152	425	425	420	410	L12.OV.30	60
	1,8	1,4	0,8	X	LOD. X. 152	620	595	570	515	L12.OV.30	60
	2,7	2,2	1,4	W	LOD. W. 152	740	705	665	585	L12.OV.30	60

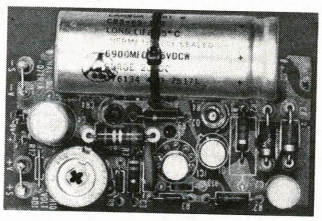
alimentations à trois voies

Tension de sortie (Volts) Plage de réglage	Courant maximum (Ampères) Température ambiante maximum 40 °C	50 °C	60 °C	Chassis	Référence	Prix H.T. Quantités 1-9	10-24	25-49	50+	Protection surtensions Référence du circuit à employer	Prix H.T. unitaire
5 ± 5 %	2,7	2,2	1,4	X	LOT. X. 5152	710	680	650	585	L12.OV.5	60
± 12 à 15	0,4	0,3	0,2							L12.OV.30	60
5 ± 5 %	5,4	4,5	3	W	LOT. W. 5152	865	825	785	705	L12.OV.5	60
± 12 à 15	0,9	0,75	0,4							L12.OV.30	60
5 ± 5 %	8	7,3	5,2	V	LOT. V. 5152	1.100	1.065	1.035	970	L12.OV.5	60
± 12 à 15	1,8	1,4	0,75							L12.OV.30	60
5 ± 5 %	10	9,5	7	R	LOT. R. 5152	1.305	1.260	1.210	1.110	L12.OV.5	60
± 12 à 15	2,7	2,2	1,2							L12.OV.30	60
5 ± 5 %	3	2,5	2	X	MPU 1	950	920	890	825	Incorporé	–
12 ± 5 %	0,6	0,5	0,4							Incorporé	–
à 5	0,38	0,38	0,38							Incorporé	–
12	0,6	0,5	0,4							Incorporé	–
5 ± 5 %	7	6	5	W	MPU 2	1.200	1.165	1.125	1.045	Incorporé	–
12 ± 5 %	1	0,9	0,8							Incorporé	–
à 5	0,75	0,65	0,55							Incorporé	–
9	1,2	1,1	1							Incorporé	–



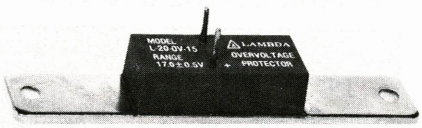
1

Chassis aluminium épaisseur 3 mm



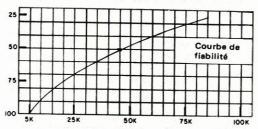
2

Circuit imprimé tropicalisé, trous métallisés, composants repérés



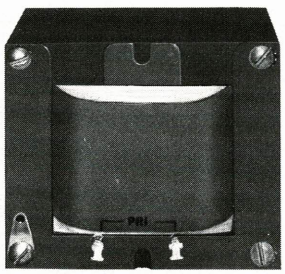
3

Possibilité d'adjonction de circuit de limitation de tension



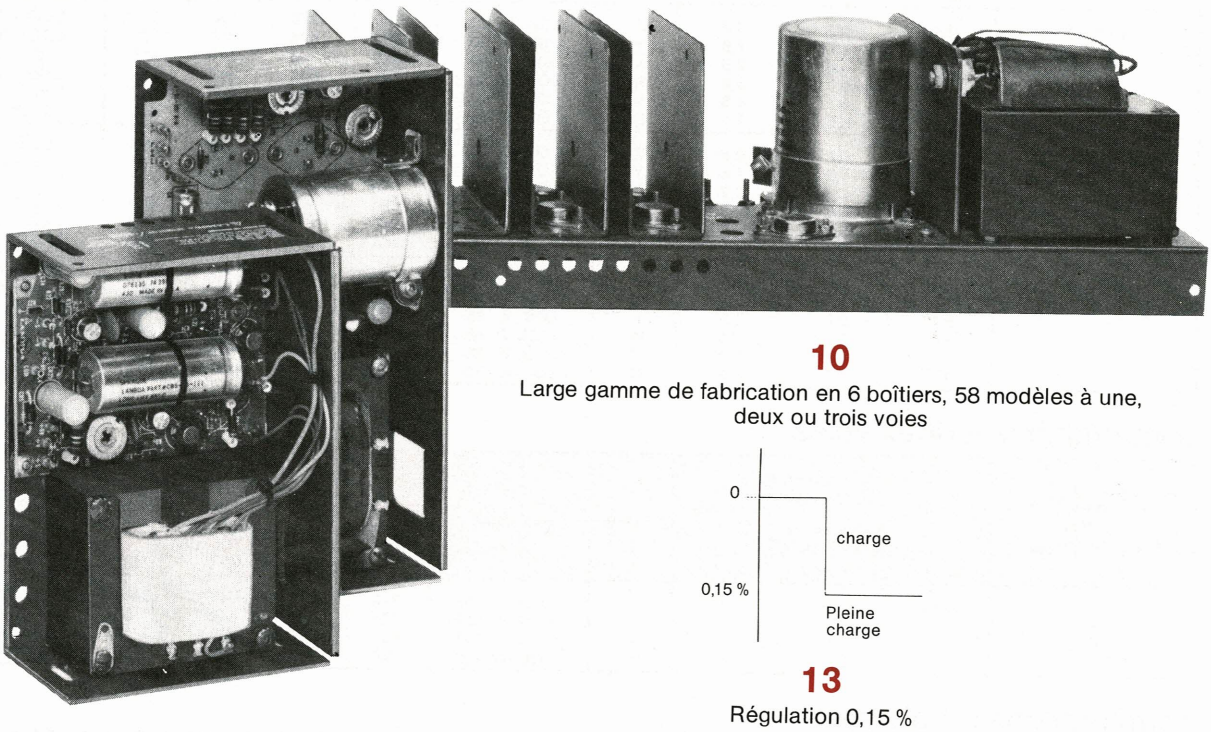
7

Possibilité de choix du matériel selon la fiabilité désirée



8

Transformateur impreigné à cœur sous vide



10

Large gamme de fabrication en 6 boîtiers, 58 modèles à une, deux ou trois voies

13

Régulation 0,15 %

Tension de sortie (Volts) Plage de réglage	Courant maximum (Ampères) Température ambiante maximum 40 °C	50 °C	60 °C	Chassis	Référence
5 ± 5 %	2,7	2,4	1,8	Z	LOS.Z.5
	5,4	4,9	3,8	Y	LOS.Y.5
	8,1	7,6	6,2	X	LOS.X.5
	10,8	10,5	8,5	W	LOS.W.5
	15,3	14,5	11,5	V	LOS.V.5
	22,5	21,5	17,5	R	LOS.R.5

17

Possibilité de choix du matériel selon la température ambiante

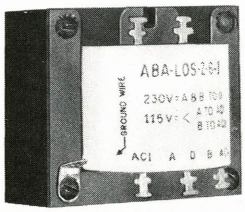
18

Usine de 3500 m^2 spécialisée dans la production de cette série d'alimentations

21 bonnes raisons pour utiliser ces alimentations

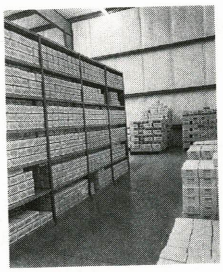
4

Semi-conducteurs en boîtier métallique (pas de plastique)



5

Alimentation réseau
110 ou 220 V
50 Hz-60 Hz-400 Hz



6

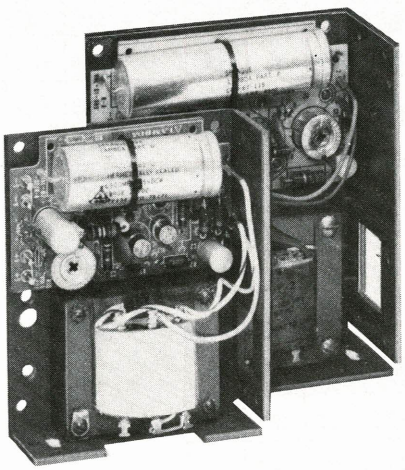
Large stock permettant des livraisons rapides

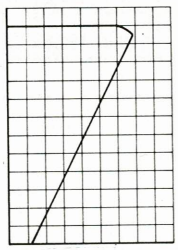
LISTE DE PRIX, REMISES PAR QUANTITÉS

Référence	Quantités			
	1-9	10-24	25-49	> 50
LOSY tous modèles	450	425	415	375

9

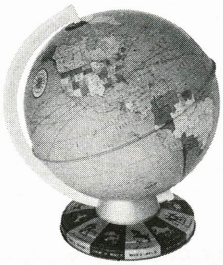
Remises par quantité





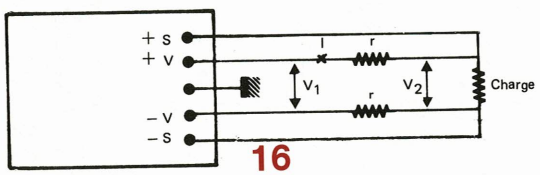
11

Protection contre les surcharges et les courts-circuits



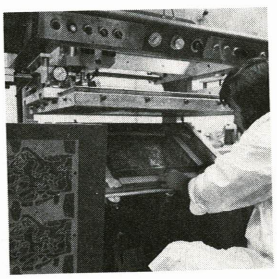
12

Réseau de distribution mondial



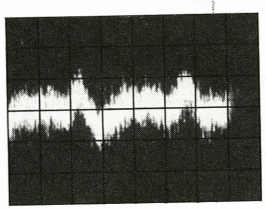
16

Possibilité d'utilisation avec charge éloignée



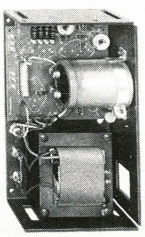
14

Contrôle qualité à tous les stades de fabrication



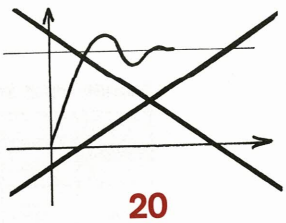
15

Ondulation résiduelle
5 mV crête à crête



19

Refroidissement par convection naturelle (pas de ventilation ou d'air forcé)

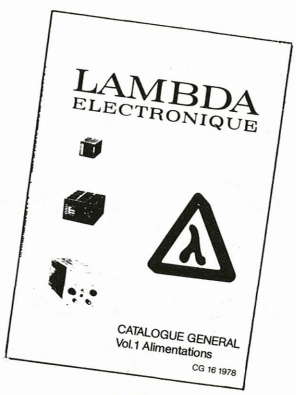


20

Pas de dépassement de la tension de sortie à la mise sous tension ou hors tension réseau

21

Néanmoins ces alimentations sont économiques



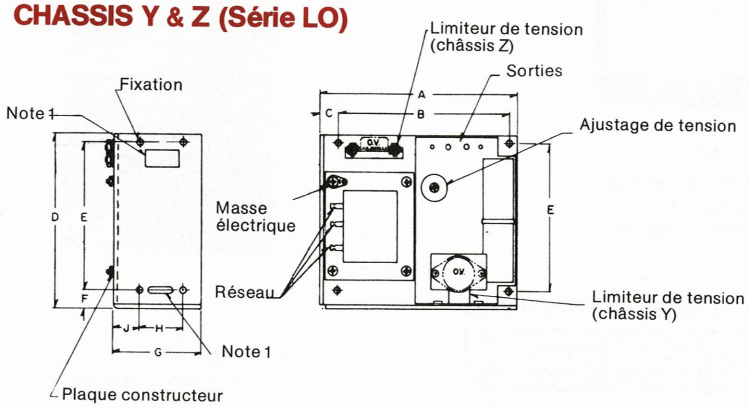
22

Si ce matériel ne répondait pas à vos besoins nous avons d'autres alimentations à vous proposer

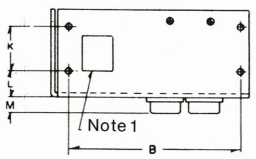
sur chassis ouvert série LO et de payer moins cher

PRÉSENTATION MÉCANIQUE

CHASSIS Y & Z (Série LO)



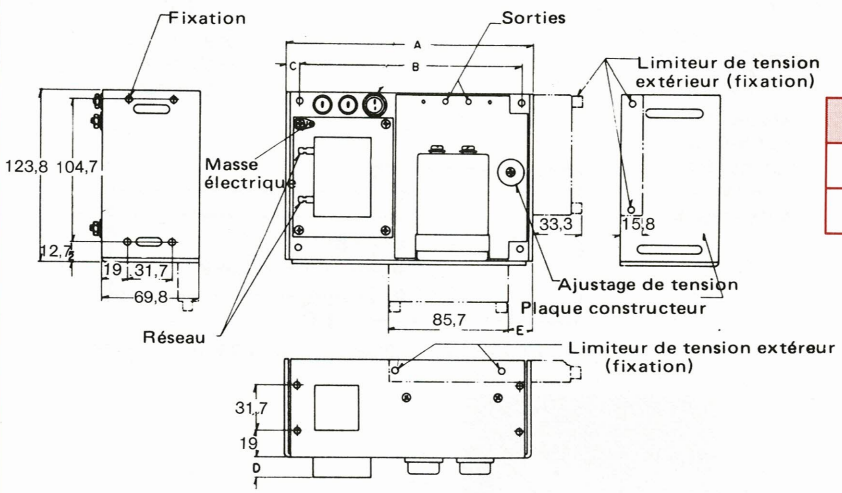
Note 1 :
Découpe pour ventilation.



Dimensions (mm)

Châssis	A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M
Z	124	104,8	12,7	102	85,7	9,5	41,2	—	19,05	—	19,05	11,9
Y	142,8	123,8	12,7	123,8	104,7	12,7	63,5	31,7	19,05	31,7	19,05	11,9

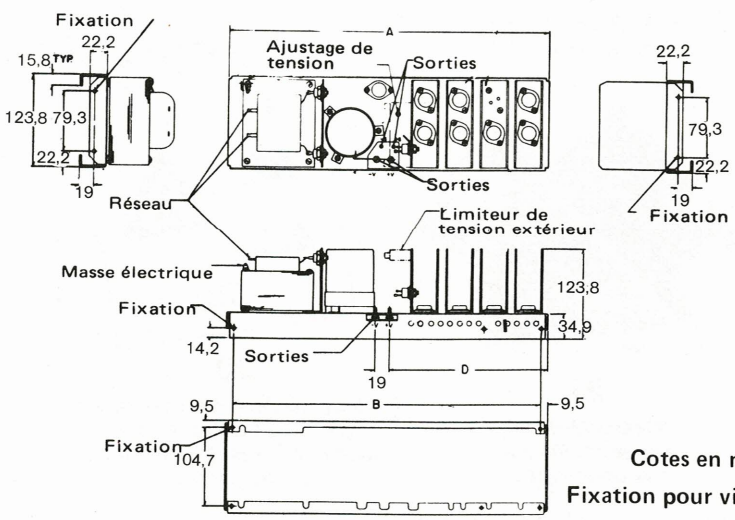
CHASSIS W & X (Série LO)



Dimensions (mm)

Châssis	A	B	C	D	E
X	177	158,7	9,5	12,7	11,1
W	228	203	12,7	14,2	31,7

CHASSIS R & V (Série LO)



Dimensions (mm)

Châssis	A	B	C	D
V	349,25	330	50,8	137,3
R	425,45	406,4	101,6	208,7

Encombrement et masse

Châssis	Hauteur mm	Largeur mm	Profondeur mm	Masse (kg) Brut	Net
Z	124	102	41	1,02	0,9
Y	143	124	63,5	2	1,8
X	178	124	70	3,2	2,8
W	229	124	70	3,7	3,5
V	124	350	124	5,3	4,6
R	124	425	124	7,3	6,7

Cotes en mm

Fixation pour vis ϕ 4mm

CIRCUITS LIMITEURS DE TENSION

Ces circuits ont pour but de protéger la charge contre les nombreux risques de dépassement de la tension normalement délivrée par l'alimentation, notamment :

- *Fausse manœuvre de l'opérateur sur le potentiomètre de réglage de tension ;*
- *Coupure de câbles de raccordement dans le cas d'un fonctionnement avec charge déportée ou programmation extérieure ;*
- *Défaillance de l'alimentation proprement dite.*

Le bon fonctionnement de ces circuits est indépendant de l'alimentation à laquelle ils sont associés. Le seuil de limitation est fixe.

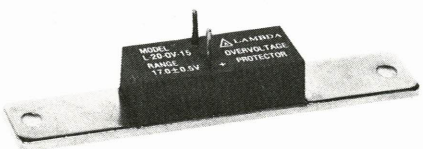
Si, pour l'une des raisons envisagées ci-dessus la tension délivrée par l'alimentation atteint le seuil qui a été déterminé par le circuit de protection l'alimentation délivre son courant de court-circuit sur elle-même, la charge «ne voit» plus qu'une tension approximativement nulle. Il n'y a pas de disjonction avec tous les inconvénients qui y sont liés, (décharge des condensateurs de sortie dans la charge). Le temps de commutation est de l'ordre de 5 µs.

CIRCUITS A SEUIL DE LIMITATION FIXE - SÉRIE L.OV

MTBF : 100.000 heures - Circuits hybrides sur couche épaisse ou monolithiques.

Tension délivrée par l'alimentation Volts	Seuil de limitation Volts	Référence du circuit à employer			
		Courant maximum délivré par l'alimentation			
		6 A Référence	12 A Référence	20 A Référence	35 A Référence
5	6,6 ± 0,2	L6.OV.5	L12.OV.5	L20.OV.5	L35.OV.5
6	7,3 ± 0,3	L6.OV.6	L12.OV.6	L20.OV.6	L35.OV.6
12	13,7 ± 0,4	L6.OV.12	L12.OV.12	L20.OV.12	L35.OV.12
15	17 ± 0,5	L6.OV.15	L12.OV.15	L20.OV.15	
20	22,8 ± 0,7	L6.OV.20	L12.OV.20	L20.OV.20	
24	27,3 ± 0,8	L6.OV.24	L12.OV.24	L20.OV.24	
28	31,9 ± 1	L6.OV.28	L12.OV.28	L20.OV.28	
± 15 (30)	33,5 ± 1		L12.OV.30	L20.OV.30	

Hybrides



L12.OV. - L20.OV. - L35.OV.

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES

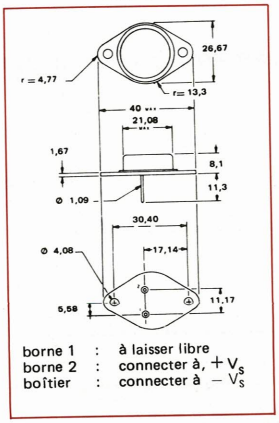
PARAMÈTRE	L6.OV		L12.OV		L20.OV		L35.OV	
	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX
Courant d'utilisation	–	6A	–	12A	–	20A	–	35A
Tension résiduelle	–	2,5V	–	1,3V	–	1,4V	–	1,6V
Courant pointe non répétitif (sinusoïdal 3,3 mS max.)	–	70A	–	200A	–	260A	–	350A
Courant de repos	–	25mA	–	5mA	–	5mA	–	5mA
Température boîtier en fonctionnement circuit ouvert	-40°C	+100°C	-40°C	+100°C	-40°C	+100°C	-40°C	+100°C
Température boîtier en fonctionnement circuit fermé (état conducteur)	-40°C	+150°C	-40°C	+140°C	-40°C	+140°C	-40°C	+140°C
Température de stockage	-40°C	+150°C	-40°C	+125°C	-40°C	+125°C	-40°C	+125°C

Monolithiques

Boîtier TO 3

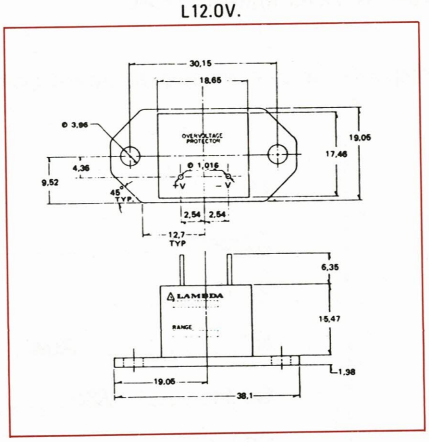
L6.OV.

L.6.OV

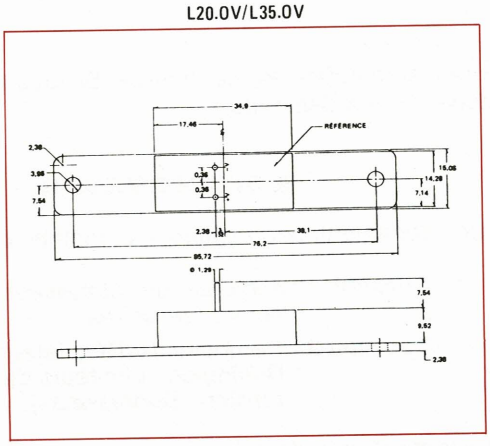


borne 1 : à laisser libre
borne 2 : connecter à, $+V_S$
boîtier : connecter à $-V_S$

L12.OV.



L20.OV/L35.OV



PRIX :

Références	QUANTITÉS				
	1-4	5-24	25-99	100-499	500+
L6. OV.5 à 28	30	30	30	28	25
L12.OV.5 à 30	60	60	60	55	50
L20.OV.5 à 30	90	90	90	80	75
L35.OV.5 à 12	120	120	120	115	100

LAMBDA
ELECTRONIQUE

vous offre :

■ La gamme la plus complète au monde

d'ALIMENTATIONS
STABILISÉES

■ Les SEMI-CONDUCTEURS

qui font :

- la qualité de ses alimentations
- la réputation de sa marque

DEMANDE DE DOCUMENTATION

La présente notice est condensée. Si vous désirez disposer de documents de travail complets, nous vous invitons à nous adresser cette demande.

JE DÉSIRE RECEVOIR

☐ Une documentation technique complète avec prix :

- ☐ Volume 1 : Alimentations stabilisées et leurs accessoires.
- ☐ Volume 2 : Composants (Régulateurs - Darlington - Limiteurs de tension - Redresseurs).

☐ La visite d'un ingénieur.

M _____

Société _____

Service _____

N° _____ Rue _____

Code _____ Ville _____

N° tél. _____ Poste _____

A retourner complété et sous enveloppe à LAMBDA BP 77, 91403 ORSAY CEDEX France (écrire très lisiblement S.V.P.)

01

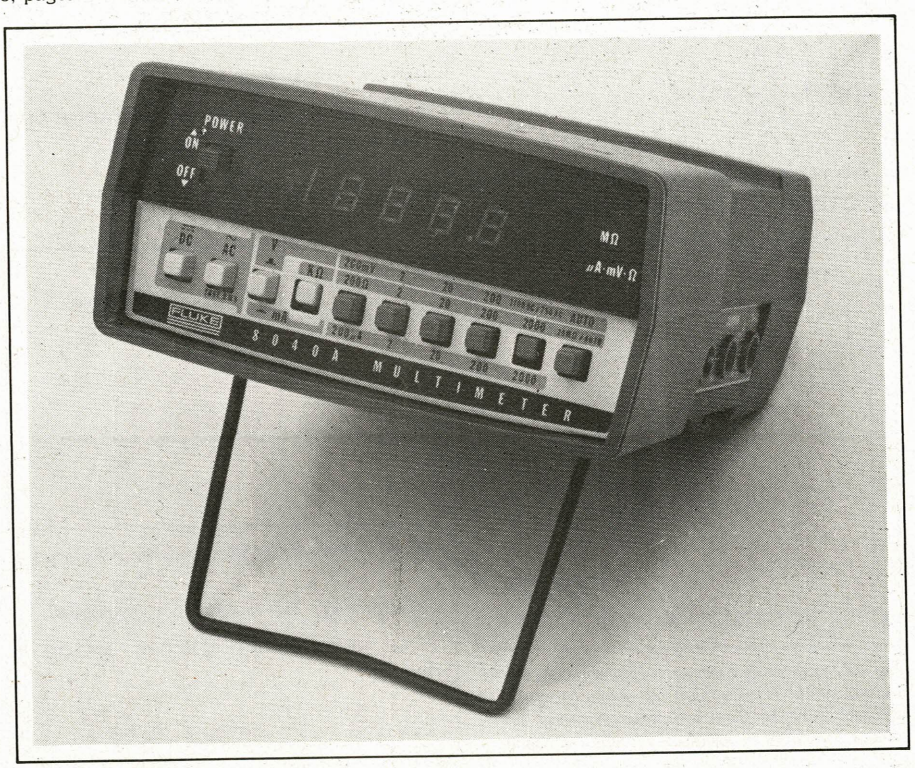
Nous avons commencé dans notre numéro de printemps cette étude sur la mesure efficace vraie à l'aide de multimètres, en utilisant comme base de travail, certains appareils numériques Fluke. Les multimètres qui ne sont pas équipés d'un circuit spécial de mesure de la valeur efficace réelle sont en effet étalonnés pour une forme d'onde sinusoïdale pure et donnent une lecture erronée si le signal périodique à mesurer prend des formes différentes.

Après avoir défini mathématiquement et électriquement ce qu'était la valeur efficace d'un courant ou d'une tension, nous avons analysé les schémas-types de convertisseurs de valeur efficace, basés sur la conversion par calcul ou bien sur la conversion thermique.

Ce second volet s'intéressera particulièrement aux calculs sur les valeurs efficaces réelles pour différentes formes d'ondes et aux caractéristiques particulières aux convertisseurs de valeurs efficaces, comme le facteur de crête et la bande passante.

Mesures de valeurs efficaces avec les multimètres numériques ou analogiques

(suite de l'article paru dans notre précédent numéro, pages 137 à 142)



Calcul de valeurs efficaces vraies de diverses formes de signaux. Erreurs de mesures

Comme nous l'avons vu, deux types de convertisseurs pour la mesure de valeurs efficaces sont commercialisés, l'un pour la mesure de tensions alternatives seules, l'autre tenant compte des deux composantes (alternative + continue).

Nous allons ci-dessous étudier comment calculer la valeur efficace vraie en fonction des formes de signaux usuellement rencontrés dans les deux cas cités ci-dessus.

a) Signal sinusoïdal déformé. Si un tel signal est mesuré à l'aide d'un voltmètre étalonné sur la valeur moyenne, nous obtenons :

$$\text{valeur lue} = V_L = \frac{\pi}{4} \cdot \sqrt{2}$$

la tension moyenne a pour valeur :

$$V_{moy} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{2}.(1 + \frac{d\,h}{h})$$

où d h est la distorsion harmonique. La véritable tension efficace a pour valeur :

$$V_{eff} = \frac{1}{2} \cdot \sqrt{2}.(1 + \frac{d\,h^2}{2})$$

et l'erreur ε est de la forme :

$$\varepsilon = \frac{V_L - V_{eff}}{V_{eff}}$$

et

$$\varepsilon = \frac{\frac{\pi}{4} \cdot \sqrt{2} - \frac{1}{2} \cdot \sqrt{2}\,(1 + \frac{d\,h^2}{2})}{\frac{1}{2} \cdot \sqrt{2}.(1 + \frac{d\,h^2}{2})}$$

$$= \frac{1 + \frac{d\,h}{h}}{1 + \frac{d\,h^2}{2}} - 1$$

Nous pouvons voir sur les courbes de la **figure 12** le pourcentage d'erreur

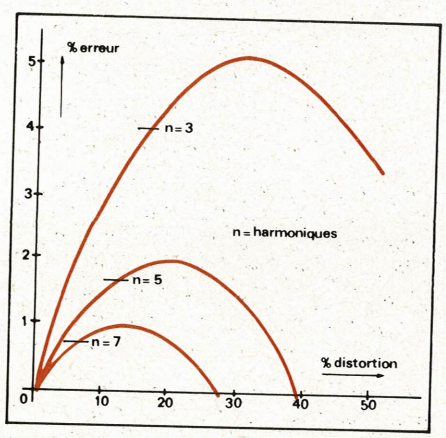


Fig. 12. – Erreur de mesure en fonction des harmoniques et de la distorsion du signal lorsqu'il est mesuré à l'aide d'un voltmètre étalonné sur la valeur moyenne et affichant la valeur efficace.

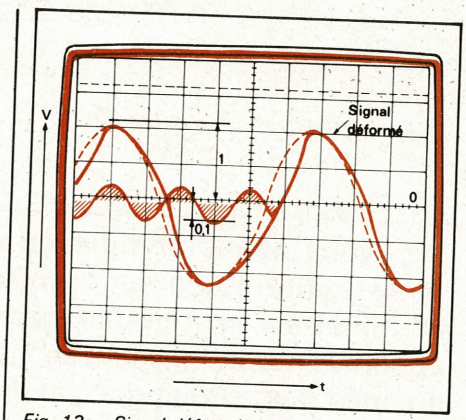


Fig. 13. – Signal déformé et sa composante (harmonique 3 à 10 %).

dû au type d'étalonnage du voltmètre en fonction de l'harmonique et du taux de distorsion. En effet, prenons l'exemple de la **figure 13,** qui représente un signal déformé (harmonique 3) et les composantes de ce signal déformé, nous pouvons voir qu'avec le déphasage indiqué sur cette figure un voltmètre qui est étalonné sur des valeurs moyennes n'indiquera que la valeur de la fondamentale du fait que la valeur moyenne de la troisième harmonique est en dehors des limites de mesure. Ainsi, un voltmètre étalonné sur la valeur moyenne indiquera environ 3 % de plus que la fondamentale **(fig. 12).**

b) Signal partiellement découpé (fig. 14)

Il est très fréquent qu'un tel signal soit mesuré notamment pour l'étude des alimentations de puissance à thyristors. La valeur moyenne d'un tel signal est de la forme :

$$V_{moy} = \frac{2}{T} \int_t^{T/2} \sin \omega\, t\, dt$$

$$= \frac{1 + \cos \alpha\, \pi}{\pi}$$

avec : $\omega\, t = 2\, \pi\, f$

La valeur lue avec un voltmètre étalonné sur la valeur moyenne :

$$V_L = \frac{1}{4}\ \sqrt{2}.(1 + \cos(\alpha\, \pi))$$

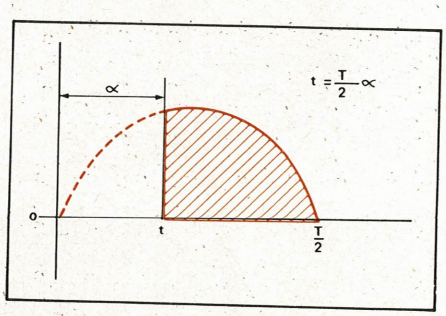


Fig. 14. – Demi-sinusoïdale partiellement découpée.

(α voir **fig. 14** = rapport cyclique)

La vraie valeur efficace est de la forme :

$$V_{eff} \left(\frac{2}{T} \int_t^T \sin^2 \omega\, t\ dt\right)^{1/2}$$

$$= \frac{1}{2}\ \sqrt{2}.(1 - \alpha - \frac{1}{2\,\pi}[1 - \cos(2\ \alpha\ \pi)])^{1/2}$$

L'erreur ε s'exprime donc par :

$$\varepsilon = \frac{V_L - V_{eff}}{V_{eff}}$$

$$= \frac{1 + \cos(\alpha\, \pi)}{2\sqrt{1 - \alpha - \frac{1}{2\,\pi}[1 - \cos(2\ \pi\ \alpha)]}} - 1$$

Cette erreur peut se traduire sous la forme de la courbe de la **figure 15** en fonction du rapport cyclique α.

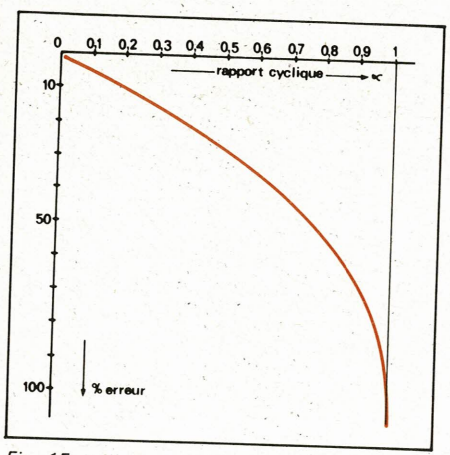


Fig. 15. – % d'erreur de mesure du signal de la figure 14 obtenu à l'aide d'un voltmètre calibré en efficace et répondant aux valeurs moyennes, en fonction du rapport cyclique α.

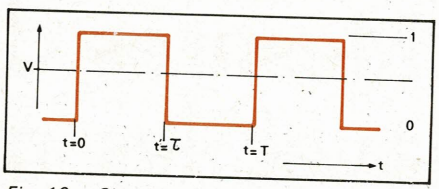


Fig. 16. – Signal carré à mesurer.

c) Signal carré (fig. 16) symétrique

La valeur moyenne d'un tel signal est de la forme :

$$V_{moy} = \frac{1}{T} \int_o^T d\,t = \frac{\tau}{T}$$

et sa valeur efficace s'exprime par :

$$\left(\frac{1}{T} \int_o^{\tau} d\,t\right)^{1/2} = \sqrt{\frac{\tau}{T}}$$

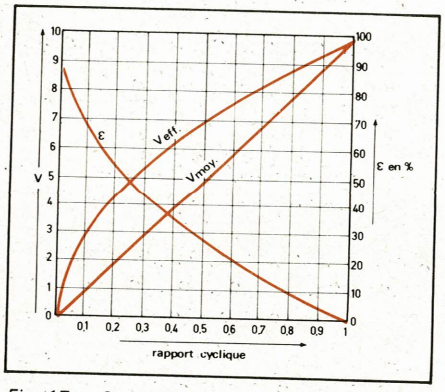


Fig. 17. – Courbes donnant les valeurs réelles en moyen et en efficace du signal de la figure 16 et le % d'erreur de mesure lorsque ce signal est mesuré avec un voltmètre calibré en efficace et répondant à la valeur moyenne en fonction du rapport cyclique.

et l'erreur de lecture est de la forme :

$$\varepsilon = \frac{V_{moy} - V_{eff}}{V_{eff}} = \sqrt{\frac{\tau}{T}} - 1$$

Comme pour les autres formes de signaux, l'erreur de lecture peut se déduire des courbes de la **figure 17**. Ces courbes donnent la valeur moyenne et la valeur efficace ainsi que l'imprécision de mesure en % lorsque l'appareil utilisé pour la mesure est identique à celui utilisé pour les précédentes mesures.

d) Signal carré avec un niveau « 0 » non symétrique (fig. 18)

La valeur moyenne d'un tel signal est de la forme :

$$V_{moy} = \frac{1}{T} \int_0^{\tau} (1 - \frac{\tau}{T})\, dt + \frac{1}{T} \int_{\tau}^{T} \frac{\tau}{T}\, dt$$

$$= \frac{2\tau}{T} (1 - \frac{\tau}{T})$$

alors que sa valeur efficace est :

$$V_{eff} = \left(\frac{1}{T} \int_0^{\tau} (1 - \frac{\tau}{T})^2\, dt + \frac{1}{T} \int_{\tau}^{T} (\frac{\tau}{T})^2\, dt\right)^{1/2}$$

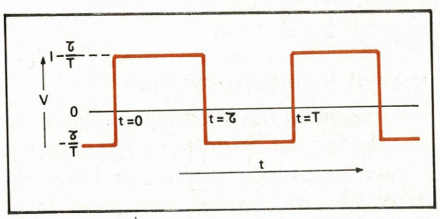


Fig. 18. – Signal carré non symétrique par rapport au zéro.

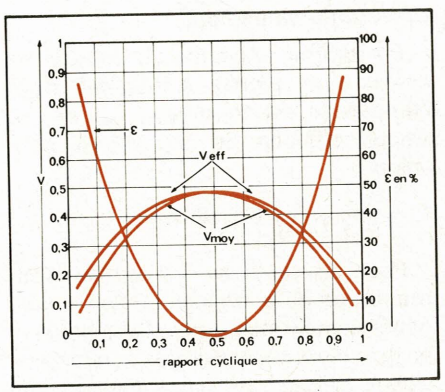


Fig. 19. – Courbes des valeurs réelles moyennes et efficaces et % d'erreurs de mesure avec un voltmètre non équipé d'un convertisseur efficace vrai, en fonction du rapport cyclique du signal de la figure 18.

$$= \sqrt{\frac{\tau}{T}(1 - \frac{\tau}{T})}$$

l'erreur de mesure est de la forme habituelle

$$\varepsilon = \frac{V_{moy} - V_{eff}}{V_{eff}}$$

et :

$$\varepsilon = 2\sqrt{\frac{\tau}{T}(1 - \frac{\tau}{T})} - 1$$

Comme pour les autres formes de signaux, la **figure 19** donne les valeurs moyennes, efficaces et l'erreur de mesure en fonction du rapport cyclique du signal de la **figure 18**. Lorsque ce signal n'est pas mesuré avec un appareil équipé d'un convertisseur de valeurs efficaces vraies.

e) Signal triangulaire (fig. 20) superposé à une tension continue

Le signal de la **figure 20** a pour valeur moyenne :

$$V_{moy} = \frac{1}{T} \int_0^{\tau} \left(\frac{g-1}{2} + \frac{t}{\tau}\right) dt$$

$$+ \frac{1}{T} \int_{\tau}^{T} \left[\frac{g+1}{2} - \frac{t-\tau}{T-\tau}\right] dt = \frac{g}{2}$$

Sa valeur efficace est de la forme :

$$V_{eff} = \left[\frac{1}{T} \int_0^{\tau} \left(\frac{g-1}{2} + \frac{t}{\tau}\right)^2 dt\right.$$

$$\left. + \frac{1}{T} \int_{\tau}^{T} \left(\frac{g+1}{2} - \frac{t-\tau}{T-\tau}\right)^2 dt\right]^{1/2}$$

soit :

$$\frac{1}{2\sqrt{3}} \cdot \sqrt{3g^2 + 1}$$

l'erreur ε $\frac{V_{moy} - V_{eff}}{V_{eff}}$ est de la forme :

$$\frac{g\sqrt{3}}{\sqrt{3g^2 + 1}} - 1$$

Nous venons de voir quelques aspects de mesures de diverses formes de signaux réalisées avec deux formes de détection de la valeur du signal. Ainsi, nous pouvons constater que seul un convertisseur de valeur efficace peut donner la valeur précise du signal quelle que soit sa forme. Il reste cependant une caractéristique technique très importante pour un convertisseur efficace, il s'agit en effet du facteur de crête que nous allons examiner.

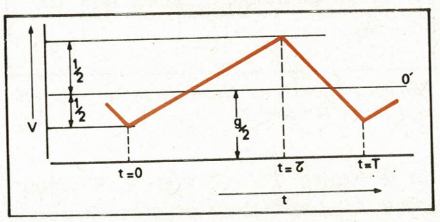


Fig. 20. – Signal triangulaire superposé à une tension continue.

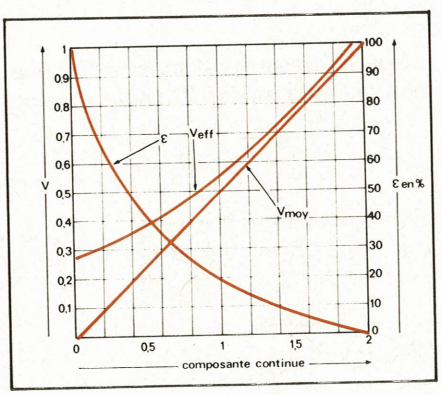


Fig. 21. – Courbes donnant les valeurs moyenne et efficace et le % d'erreur de mesure lorsqu'un voltmètre calibré en valeur efficace et répondant aux valeurs moyennes est utilisé. Ces courbes sont donnée en fonction de la composante continue g.

Le facteur de crête d'un convertisseur de valeurs efficaces vraies

Le facteur de crête peut être assimilé à l'acceptabilité du convertisseur à mesurer toutes formes de signaux et notamment en régime impulsionnel. Le facteur de crête se définit comme étant le rapport entre la plus grande des valeurs crête du signal et la valeur efficace de ce signal **(fig. 22)**. Ainsi :

$$C = \frac{V_{crête\ max}}{V_{efficace}}$$

Le facteur de crête C est généralement donné à pleine échelle, c'est-à-dire là où la dynamique du convertisseur est déjà en bonne partie utilisée.

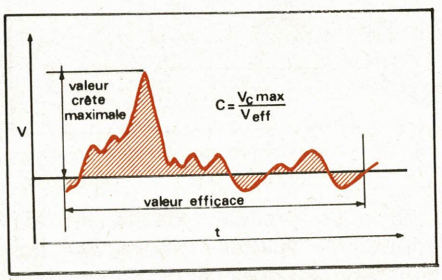


Fig. 22. – Illustration du facteur de crête.

Ainsi, moins l'échelle dans la gamme utilisée est importante, plus le facteur d'échelle est important, il peut augmenter dans un rapport :

$$C_{pe} \sqrt{\frac{V_1}{V_2}}$$

(pe = pleine échelle)

avec V_1 = tension de la gamme utilisée, V_2 = tension d'entrée.

Ainsi, si la gamme utilisée est 10 V et que la tension mesurée est 5 V nous aurons un facteur de crête égal à :

$$C = C_{pleine\ échelle} \cdot \sqrt{\frac{10}{5}} = C\ \sqrt{2}$$

$$= C\ .\ 1{,}41$$

Nous allons maintenant étudier les facteurs de crête de différents signaux.

a) Facteur de crête en régime impulsionnel

Si nous considérons le signal de la **figure 23** qui représente des impulsions rectangulaires positives par rap-

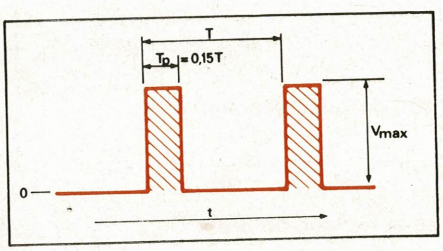


Fig. 23. – Impulsions rectangulaires positives par rapport au 0.

port au niveau « 0 », le facteur de crête s'exprime par :

$$C = \frac{V_{max}}{V_{eff}} = \sqrt{\frac{T}{T_p}}$$

En effet, la valeur efficace du signal de la **figure 23** est donnée par :

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{T_p}{T}}$$

Si $T_p = 0{,}15\ T$ **(fig. 23)**, le facteur de crête est :

$$C = \sqrt{\frac{1}{0{,}15}} = \# 2{,}6$$

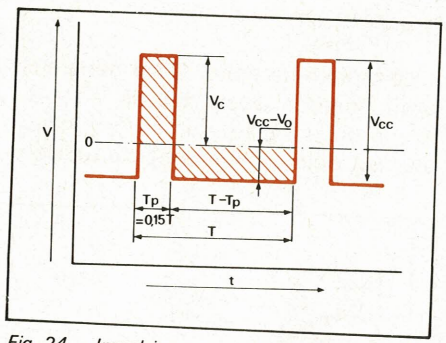


Fig. 24. – Impulsion avec un facteur de crête C de 2,4.

Si nous prenons maintenant les impulsions illustrées **figure 24**, qui sont disymétriques par rapport au 0, la valeur du facteur de crête est différente. En effet, pour connaître la valeur efficace vraie, nous devons tenir compte de la composante continue et nous pouvons écrire :

$$V_C \cdot T_p = (V_{CC} - V_C)(T - T_p)$$

ou :

$$V_{CC} = \frac{T - T_p}{T} V_C$$

La valeur efficace de la tension V devient :

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_o^T V^2\, dt}$$

et :

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_o^T V^2_C\, dt + \int_o^T (V_{CC} - V_C)^2\, dt \right]}$$

et :

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[V^2_C . t \Big|_o^{T_p} + (V_{CC} - V_C)^2 . t \Big|_{T_p}^{T} \right]}$$

et :

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} [V^2_C \cdot T_p + (V_{CC} - V_C)^2 (T - T_p)]}$$

avec

$$V_{CC} = \frac{T}{T - T_p} V_C$$

$$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[V^2_C . T_p + \left(\frac{T_p}{T - T_p} \right)^2 . V^2_C (T - T_p) \right]}$$

où l'on peut déduire :

$$V_{eff} = \sqrt{V_C \frac{T_p}{T - T_p}}$$

et le facteur de crête :

$$C = \sqrt{\frac{T - T_p}{T_p}}$$

et pour le cas de la **figure 24** :

$$C = \sqrt{\frac{1 - 0{,}15}{0{,}15}} = \sqrt{5{,}66} = 2{,}4$$

En ce qui concerne le facteur de crête et la valeur efficace d'un signal carré tel celui représenté **figure 25**, la valeur efficace peut être aisément connue en effectuant la somme quadratique des composantes continues et alternatives. Comme le rapport des surfaces S_1 et S_2 est identique, la valeur efficace d'un tel signal tel celui

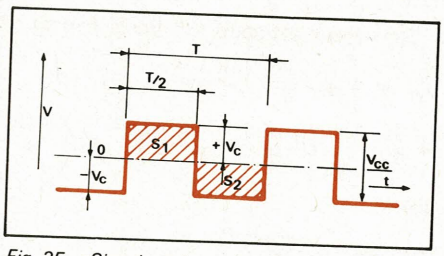


Fig. 25. – Signal carré symétrique par rapport au 0.

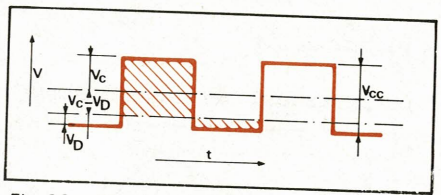


Fig. 26. – Signal carré décalé par rapport à la référence 0 de la figure 25.

de la **figure 25** est égal à la valeur crête V_C et le facteur de crête est égal à :

$$C = \frac{V_C}{V_{eff}} = 1$$

Si le signal carré est superposé à une tension continue **(fig. 26)** nous devons tenir compte de cette dernière et nous avons :

$$V_{eff} = \frac{1}{2} \sqrt{2} . (V_C - V_D)$$

Le facteur de crête est égal à :

$$C = \frac{V_C + (V_C - V_D)}{V_{eff}} = \sqrt{2} \# 1{,}41$$

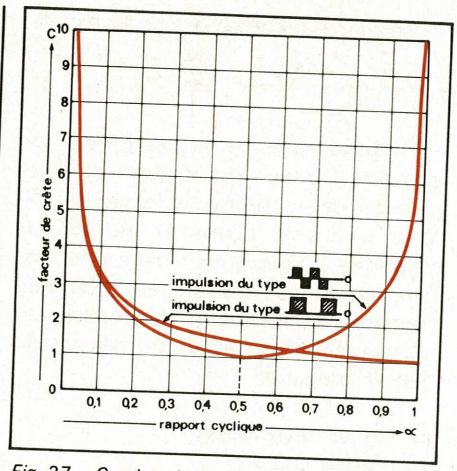


Fig. 27. – Courbes donnant le facteur de crête C en fonction du type d'impulsions à mesurer.

Le facteur de crête varie en fonction du rapport cyclique et, en régime impulsionnel, selon que l'impulsion est symétrique ou décalée par rapport au niveau « 0 » c'est-à-dire comprenant une composante continue ; celle-ci doit être prise en compte et nous pouvons respectivement écrire :

$$C = \sqrt{\frac{1}{\alpha}}$$

et :

$$C = \sqrt{\frac{1 - \alpha}{\alpha}}$$

α étant le rapport cyclique.

Ainsi, nous pouvons tracer les courbes du facteur de crête en fonction de α des impulsions à mesurer dans les deux cas de figure cités plus haut **(fig. 27)**.

b) Facteur de crête en régime sinusoïdal

En régime sinusoïdal, le facteur de crête d'un signal sinusoïdal dont l'amplitude est $V_C = V_{crête\ max}$ et une valeur efficace de $V_C/\sqrt{2}$ a pour valeur :

$$C = \frac{V_C}{V_{eff}} = \sqrt{2} = \# 1{,}41$$

Pour les tests ou les études d'alimentation de puissance où l'on trouve généralement des signaux sinusoïdaux hachés il est nécessaire de connaître la valeur efficace de cette tension afin d'en dégager la puissance. Prenons le cas de la **figure 29** où le signal à mesurer est découpé ; le facteur de crête

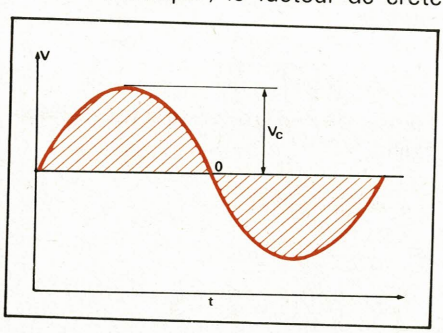


Fig. 28. – Le facteur de crête d'un signal sinusoïdal est égal à $\sqrt{2}$.

peut être rapidement déterminé à l'aide de la **figure 30** dont la courbe donne le facteur.

Nous trouverons au tableau 1, un récapitulatif des valeurs efficaces simplifiées ainsi que du facteur de crête de quelques formes de signaux usuellement rencontrés.

Bande passante d'un convertisseur de valeurs efficaces

Outre la précision et le facteur de crête, une des caractéristiques importantes d'un multimètre permettant la mesure de valeurs efficaces est la bande passante qui est généralement exprimée non pas à – 3 dB comme cela se pratique généralement avec d'autres appareils de mesures, mais en %. Cette distinction doit être parfaitement connue. En effet, dans le cas du multimètre 8040 A de Fluke, la bande passante s'étend de 45 Hz à 20 kHz avec une précision de ± 1 % alors qu'à – 3 dB, comme le montre la **figure 31**, cette bande passante est beaucoup plus étendue.

L'influence de la bande passante notamment en limite supérieure des fréquences pour la mesure de signaux carrés à temps de montée et de descente très courts est importante. Ainsi, si nous voulons mesurer la valeur efficace d'une impulsion de forme idéale (soit des temps de montée et de descente égaux à zéro), il faut une série de 395 harmoniques avant que la somme efficace de toutes les harmoniques soit égale à 99,9 % de la valeur théorique. Si la fréquence de ce signal est de 50 Hz (T = 20 ms) il est nécessaire de disposer d'une bande passante de 20 kHz pour que l'erreur ne soit pas supérieure à 0,1 %. Ainsi, deux facteurs sont importants ; la bande passante et la largeur d'impulsions à mesurer.

Quelques mesures avec le convertisseur de valeurs efficaces

a) Mesure d'un signal sinusoïdal biphase, tel celui de la figure 32

D'après ce que nous avons vu précédemment, il semble évident que la valeur efficace d'un signal sinusoïdal à redressement biphasé est égale à celle d'un signal sinusoïdal. Ainsi, si l'amplitude de ce signal est égale à 1 V, la valeur efficace est : $1/\sqrt{2} = 0{,}707$ V, ce qui est la vraie valeur efficace lue avec un convertisseur efficace à couplage continu. Avec un couplage alter-

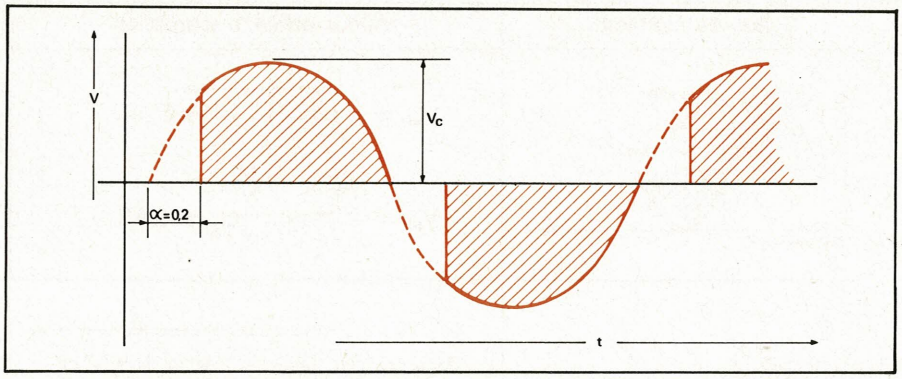


Fig. 29. – Signal sinusoïdal découpé avec un facteur de crête de ≃ 1,5.

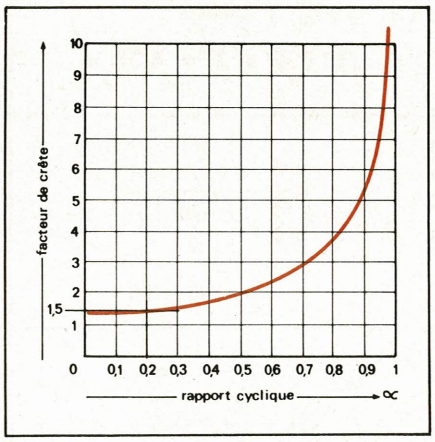


Fig. 30. – Courbe du facteur de crête d'une sinusoïde découpée en fonction du rapport cyclique α de crête d'une sinusoïde découpée en fonction du rapport cyclique.

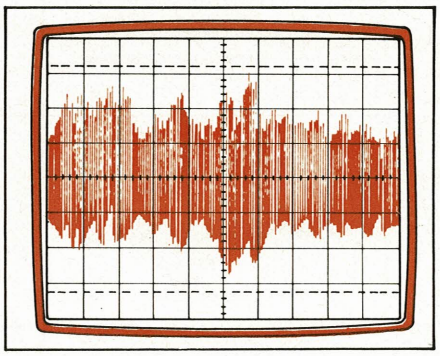


Fig. 33. – Bruit blanc mesuré avec le voltmètre 8040 A.

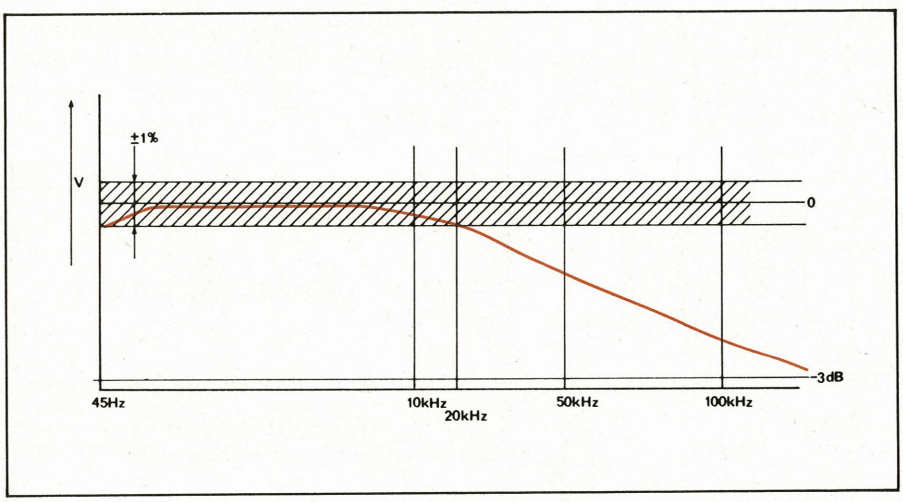


Fig. 31. – La bande passante d'un multimètre numérique est spécifiée avec la précision de la gamme V~.

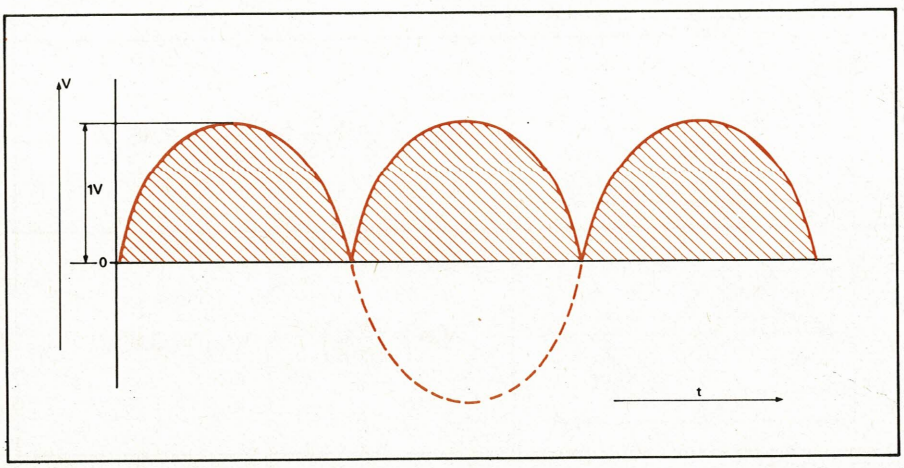


Fig. 32. – Signal sinusoïdal biphasé.

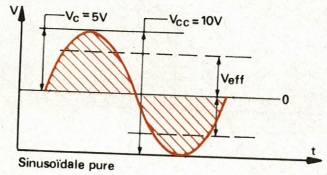
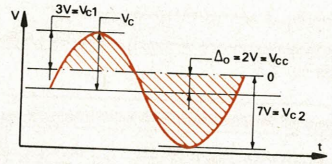
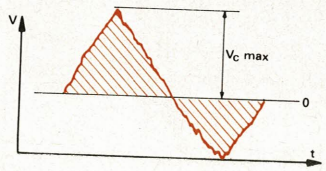
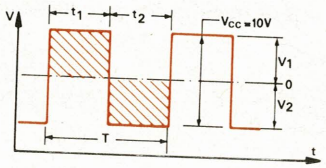
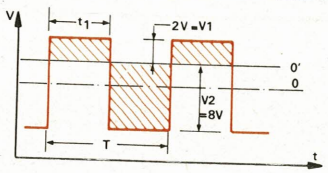
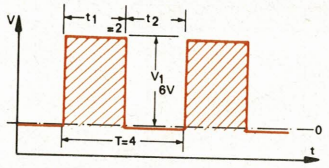
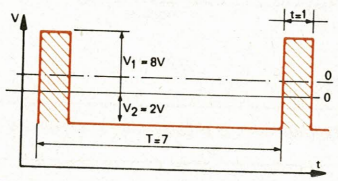
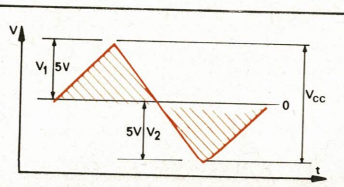
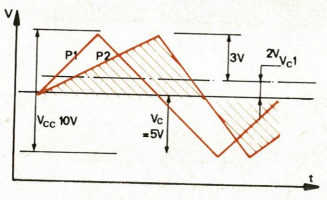
Types de signaux	Valeur efficace simplifiée	Facteur de crête (observations)
	$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2 \, dt}$ $V_{eff} = \frac{\frac{V_{CC}}{2}}{\sqrt{2}} = \frac{\frac{10}{2}}{1{,}414} = 3{,}53$ V	$C = \frac{V_C}{V_{eff}} = \sqrt{2}$
	$V_{eff} = \sqrt{\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2 \, dt + V^2_{CC}}}$ $= \sqrt{V^2_{CC} + \frac{1}{2}(V_C)^2}$ $= \sqrt{(3{,}53)^2 + 2^2} = 4{,}05$ V	$C = \frac{V_{C\,max}}{V_{eff}}$
	$V_{eff} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v^2 \, . \, dt}$	$C = \frac{V_{C\,max}}{V_{eff}}$
	$V_{eff} = \frac{V_{CC}}{2} = \frac{10}{2} = 5$ V Si $V_1 = V_2$ et $t_1 = t_2$	$C = 1 = \sqrt{\frac{1-\alpha}{\alpha}}$ (fonction du rapport cyclique α)
	$V_{eff} = \sqrt{[\frac{1}{T} V^2_1 \, . \, t_1 + (V_{CC} - V_1)^2 (T - t_1)]}$ $= 6$ V	$C = \frac{V_2}{6} = 1{,}3$
	$V_{eff} = V_1 \sqrt{\frac{t_1}{T}} = 6 \, . \, \sqrt{\frac{2}{4}} = 4{,}24$ V	$C = \frac{V_{max}}{V_{eff}} = \sqrt{2}$ avec $t_1 = t_2$ (fonction du rapport cyclique)
	$V_{eff} = \sqrt{[\frac{1}{T} V^2_1 \, . \, t + (V_{CC} - V_1)^2 (T - t)]}$ $= 3{,}62$ V	$C = \sqrt{\frac{T - t_1}{t_1}} = 2{,}45$ (fonction du rapport cyclique)
	$V_{eff} = \frac{V_{CC}}{2\sqrt{3}} = \frac{V_C}{\sqrt{3}} = 2{,}88$ V	$C = 1$
	$V_{eff} = \left(\frac{V_C}{\sqrt{3}}\right)^2 + V^2_{C1} = 3{,}6$ V	Quelle que soit la valeur des pentes P_1, P_2, la valeur efficace (~ ou ~+=) sera identique si la surface hachurée est identique $C = \frac{V_{C\,max}}{V_{eff}} = \frac{7}{3{,}6} = 1{,}94$

TABLEAU 1

natif, la valeur continue est soustraite selon la règle :

$$V_{eff} = \sqrt{V^2_{continu} + V^2{\sim}_{eff}}$$

ou

$$V{\sim}_{eff} = \sqrt{V^2_{eff(\sim+=)} - V^2_{continu}}$$

la valeur moyenne étant 2π, nous avons :

$$V{\sim}_{eff} = \sqrt{1/2 - 4/\pi^2}$$

et

$$\frac{V_{eff(\sim+=)}}{V{\sim}_{eff}} = \sqrt{1/2\,(1/2 - 4/\pi^2)}$$

$$= 2{,}2976$$

et si nous admettons une imprécision de l'ordre de 0,1 % l'on peut dire que dans le cas du signal de la **figure 32** nous pouvons appliquer :

$$V_{eff\ vrai\ (\sim+=)} = 2{,}3 \times V_{eff}{\sim}$$

Ce qui signifie qu'en effectuant une telle mesure avec un couplage capacitif à l'entrée du convertisseur efficace, nous pouvons calculer avec une bonne précision la valeur efficace vraie du signal de la **figure 32** en multipliant par un facteur de 2,3 sa valeur efficace en alternatif.

Fig. 34. – Valeur efficace du signal de la figure 33.

Mesure d'un signal bruité avec un convertisseur de valeur efficace

Un voltmètre équipé d'un convertisseur efficace est particulièrement indiqué pour la mesure du bruit blanc tel celui représenté **figure 33.** Dans le cas d'une telle mesure où la valeur crête crête du bruit est égale à plus de sept fois la valeur efficace, le facteur de crête C du convertisseur prend toute sa valeur. En effet, le facteur de crête d'un bruit blanc est d'environ 4 aussi, dans bien des cas, la mesure de ce dernier ne peut s'effectuer à la pleine échelle de mesure de l'appareil. Aussi sera-t-il nécessaire d'utiliser seulement la moitié ou les trois quarts de l'échelle.

Dans le cas du signal de la **figure 7** visualisé sur l'écran d'un oscilloscope, sa valeur crête-crête est d'environ 5 V (1 V/div.) et l'on peut lire **figure 34** la valeur efficace vraie de 0,7124 V.

Conclusion

De nombreux autres exemples de mesures pourraient prouver s'il en était besoin que seul un multimètre ou voltmètre alternatif équipé d'un convertisseur de valeur efficace vraie permet de réaliser des mesures précises de signaux aléatoires. Nous avons pu voir dans les exemples précédents qu'une mesure effectuée à l'aide d'un voltmètre numérique ou analogique étalonné sur la valeur moyenne et affichant la valeur efficace était, lorsque le signal à mesurer n'est pas une sinusoïdale pure, beaucoup moins précis qu'un même appareil à convertisseur de valeur efficace. Aussi, du fait de l'évolution technique qui nécessite des mesures de plus en plus précises, l'utilisateur doit-il tenir compte dans les critères de choix d'un multimètre ou d'un voltmètre de la possibilité de ce dernier de convertir les tensions alternatives d'entrée en valeur efficace. Notons enfin que cette possibilité n'est pas seulement exploitée pour la mesure des tensions, mais aussi pour la mesure des courants alternatifs.

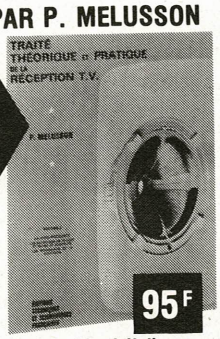
J.-C. BAUD
Ingénieur responsable Fluke
chez M.B. Electronique

ETSF
EDITIONS TECHNIQUES ET SCIENTIFIQUES FRANÇAISES

TRAITÉ THÉORIQUE ET PRATIQUE DE LA RÉCEPTION TV PAR P. MELUSSON

ENFIN LE VOLUME III...

LA VIDEO FREQUENCE. LES BALAYAGES EN TV N & B ET COULEURS LES STANDARDS DE TV COULEURS



Avec la parution du volume 3, nous sommes donc maintenant en possession d'un traité complet en 3 volumes, le seul actuellement en bibliothèque qui puisse vous mettre au courant de tous les derniers développements techniques des récepteurs TV.
Ce traité clair, complet, apportera tous les renseignements indispensables aussi bien aux ingénieurs et techniciens des services d'exploitation, aux techniciens en électronique, au recyclage des dépanneurs et metteurs au point TV, aux distributeurs et techniciens du service après-vente etc.

SOMMAIRE
1. L'amplification en tension vidéo-fréquence (nature des signaux - réalisation d'un circuit type à transistors).
2. Etude détaillée des divers types de circuits bases de temps verticale et horizontale des TV N/B et couleurs.
3. Description, fabrication et réglages du tube image couleurs.
4. Réalisation des informations couleurs à l'émission : La trichromie (avec figures explicites en couleurs) et le principe de codage des couleurs en systèmes : NTSC - PAL et SECAM.
5. Principe de décodage des informations couleurs en systèmes NTSC et PAL. Principaux circuits d'applications.
6. Codage et décodage en système SECAM : explications détaillées des circuits d'applications à transistors et circuits intégrés. La télédistribution.

Un ouvrage de 168 pages, format 21 x 27, 189 schémas, couverture couleur.

En vente : chez votre libraire habituel ou à la
LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque, 75010 PARIS
(Aucun envoi contre remboursement. Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande. En port recommandé + 3 F).

ADIEU au circuit imprimé

WRAPPER UN CIRCUIT VA AUSSI VITE QUE LE DESSINER MAIS UN DESSIN NE MARCHE PAS.

UN MONTAGE WRAPPÉ, LUI, FONCTIONNE.

Pour réaliser des dizaines de circuits que vous faut-il ?

Une plaque perforée, des picots à wrapper, l'outil P 180.

L'outil P 180, à bobine incorporée relie les picots à wrapper par un fil isolé qu'il dénude, enroule, établissant le contact.
RAPIDE
FACILE
FIABLE

WRAPPEZ
avec cet outil " miracle ".

TEKELEC TA AIRTRONIC B.P.N° 2, 92310 SEVRES

Vente exclusive par distributeurs
(liste des points de vente dans le N° de Mars 1978).

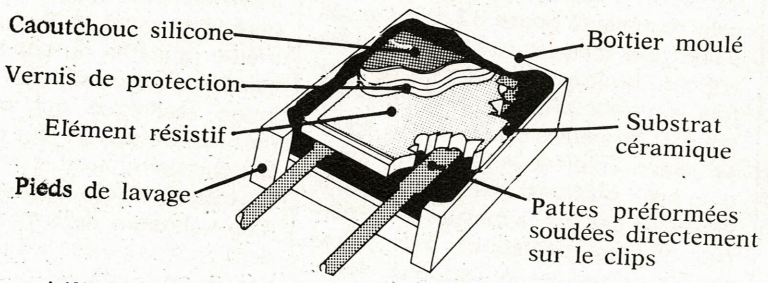
731 TP

UNE NOUVELLE ÉTAPE TECHNOLOGIQUE

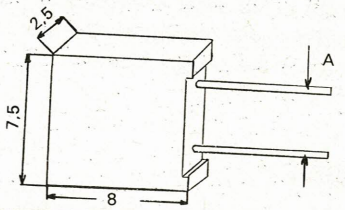
NOUVELLE CONSTRUCTION : NOUVELLES CARACTERISTIQUES

RÉSISTANCES SÉRIE "S"

NOUVEAU!



— stabilité sous charge 0,05 % max. AR à puissance max. pour 10 000 h
— très faible force électromotrice : 0,3 μV/°C (différence de température entre les pattes)
— limites de température : — 55°C + 175°C.
— dimensions (S102J)



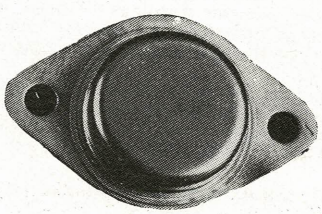
A : S102 J = 5,08 mm
S102 C = 3,81 cm

RÉSISTANCES HERMÉTIQUES SCELLÉES DE PUISSANCE ET DE HAUTE STABILITÉ

NOUVEAU!

TYPE VHM 3

- Coefficient de température (— 55°C à + 125°C)
  - ± 2,5 ppm/°C ⩾ 100 Ω
  - ± 10 ppm/°C 30 Ω à < 100 Ω
  - ± 15 ppm/°C 10 Ω à < 30 Ω
- Tolérance ± 0,005 % à 1 %
- Temps de montée 1 ns typique
- Stabilité
  - En stockage 0,003 % typique
  - En charge 0,04 % typique à pleine charge (10 w) et température ambiante 25°C
- Dissipation nominale à 25°C
  - 3 watts à l'air libre
  - 10 watts avec refroidisseur
- Limites de température — 55°C à + 175°C
- Inductance 0.08 μH typique
- Capacitance 0,5 pF typique
- Gamme de valeur 10 Ω à 39,2 k



Présentation boîtier transistor type TO3

VISHAY-MICROMESURES

98, BOULEVARD GABRIEL-PERI
92240 MALAKOFF
TEL. 655.98.00
TELEX 270 140 F VISHFRA

La respiration pulmonaire n'est possible qu'avec un apport d'oxygène et un rejet de gaz carbonique, en supposant un bon échange avec le sang à travers une membrane alvéolaire saine. Ce mouvement de gaz intra-pulmonaire implique, entre autres choses, une bonne intégrité de la musculature thoracique et abdominale, un parenchyme pulmonaire souple et un arbre bronchique sans obstruction. Ces trois derniers éléments constituent ce que l'on appelle la mécanique ventilatoire.

C'est un chapitre particulier de la pneumologie. Il fut pendant longtemps l'apanage des kinésithérapeutes, il entre maintenant dans le domaine du diagnostic et de la surveillance des malades sous prothèses respiratoires, comme nous allons le voir au cours de cette étude.

La mesure de la compliance et des résistances pulmonaires

Introduction

La mécanique ventilatoire étudie notamment l'élasticité de la cage thoracique et du tissu pulmonaire lors de l'expansion (inspiration ou insufflation), ou mieux son inverse : la compliance. Elle étudie également l'écoulement des gaz dans les bronches et les bronchioles, les pertes de charge, les résistances.

La mesure de la compliance des poumons et du thorax et la mesure de la résistance dans les voies aériennes sont deux paramètres qui font l'objet actuellement d'un intérêt particulier, tant en respiration spontanée qu'en respiration contrôlée. Nous examinerons ces paramètres lors de la respiration spontanée et leur évolution au cours des processus pathologiques. Puis, lors de l'emploi de prothèses respiratoires, comme moyen de surveillance.

Compliance et respiration spontanée

La compliance est liée à la notion d'élasticité. Ainsi, pour un corps parfaitement élastique (ressort ou tissu biologique), l'augmentation de longueur est directement proportionnelle à la force exercée jusqu'à ce que la limite d'élasticité soit atteinte (loi de Hooke, **fig. 1**).

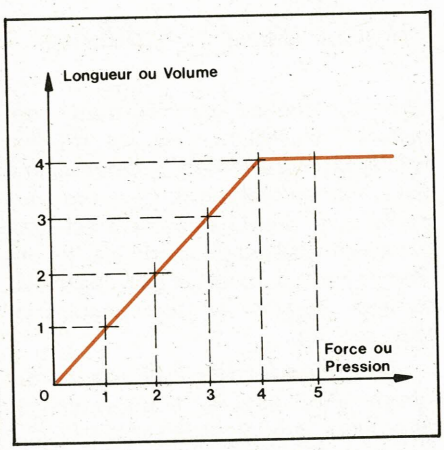


Fig. 1. – La loi de Hooke, appliquée aux variations de volume ΔV en fonction des variations de pression ΔP permet de déterminer la compliance $C = \Delta V / \Delta P$.

Cette loi s'applique également aux variations de volume Δ P en fonction des variations de pression Δ P, puisque nous avons un étirement des tissus biologiques constituant le parenchyme pulmonaire, les muscles thoraciques, etc. Par conséquent, cette élasticité (élastance) appliquée aux poumons et au thorax peut traduire une modifica-

tion dans les caractéristiques tissulaires ou dans les structures musculaires. En fait, on utilise le terme de compliance (qui est l'inverse de l'élastance) et qui s'exprime ainsi :

$$C_{ml/mb} = \frac{\Delta V_{ml}}{\Delta P_{mb}}$$

Une diminution de la compliance traduit une diminution d'élasticité du tissu pulmonaire (fibrose interstitielle, par exemple, une augmentation peut s'observer dans l'emphysème pulmonaire).

Pour fixer les idées, sachons que :

- chez l'adulte, C = 200 ml/mb,
- chez le nouveau-né C = 5,2 ml/mb.

Ces chiffres ne signifient pas que le poumon du nouveau-né soit moins élastique que celui de l'adulte. En effet, si l'on ramène ces valeurs à celles de la capacité résiduelle fonctionnelle (CRF) par exemple, nous aurons respectivement :

C = 0,083 ml/mb/ml CRF chez l'adulte,

C = 0,074 ml/mb/ml CRF chez le nouveau-né,

c'est la compliance spécifique, qui est plus significative des qualités intrinsèques du tissu pulmonaire.

Mesure de la compliance

La compliance se détermine en mesurant la variation de volume des poumons, par unité de pression exercée à leur surface, entre deux mouvements où le débit des gaz est nul. Cet instant se situe au début ou à la fin de l'inspiration, lorsque les gaz changent de sens : pendant un court instant le débit est nul.

Selon la manière d'extraire les paramètres d'un patient, nous pouvons déterminer la compliance totale (poumon + thorax), la compliance du poumon, et par différence, la compliance thoracique, en sachant que les compliances s'additionnent comme les résistances en parallèles, soit :

$$\frac{1}{C_t} = \frac{1}{C_p} - \frac{1}{C_{th}}$$

et $$C_{th} = \frac{C_t \cdot C_p}{C_p - C_t}$$

Il existe assez peu de méthodes pour mesurer la compliance, compte tenu que celles-ci doivent être des méthodes de routine, facilement exploitables par le médecin, et supportables par le patient. Nous n'entrerons pas dans les considérations physio-pathologiques qui ont présidées au choix du processus, de nombreuses publications attestent la validité de ce choix.

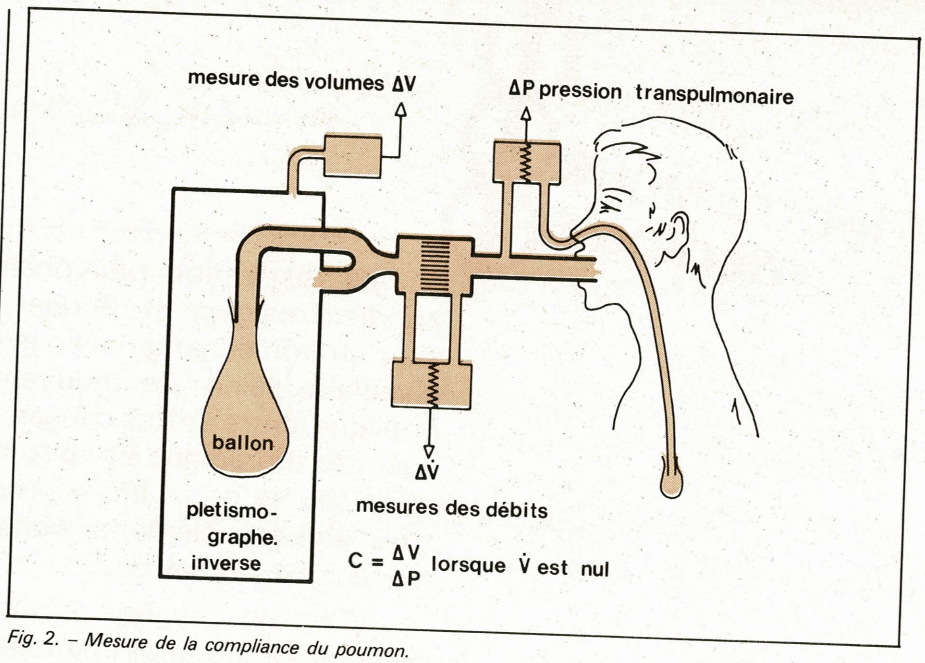


Fig. 2. – Mesure de la compliance du poumon.

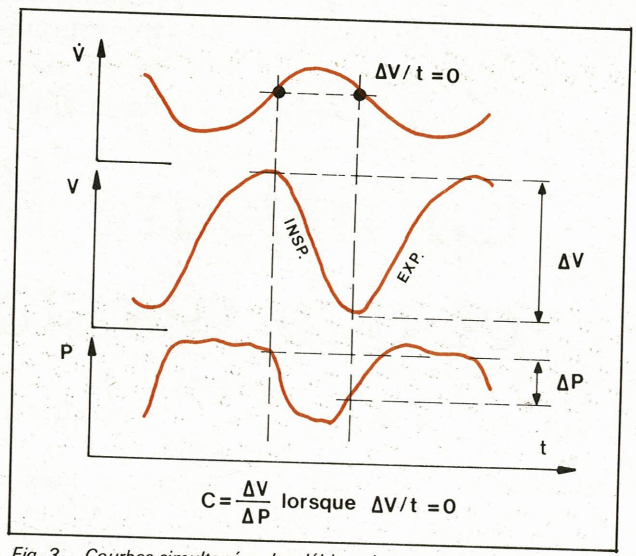


Fig. 3. – Courbes simultanées des débit, volume, pression permettant de déterminer la compliance.

La mesure de la compliance du poumon (**fig. 2**), par exemple, se pratique de la façon suivante. Les variations de la pression transpulmonaire correspondent à la différence des pressions règnant à la bouche et à l'intérieur de l'œsophage (au moyen d'une sonde à ballonnet). Les variations du volume du poumon sont mesurées au moyen d'un pléthysmographe inversé. Le patient expire dans un caisson étanche et inspire dans un ballon placé dans ce caisson étanche. Ces deux mesures sont effectuées simultanément avec une mesure des débits afin de pouvoir déterminer le débit nul. L'enregistrement obtenu correspond à la **figure 3**.

Si l'on désire obtenir la compliance thoracique, afin d'étudier l'évolution de divers processus pathologiques à ce niveau, il est nécessaire d'effectuer la mesure de la compliance totale et d'en soustraire la compliance pulmonaire. La méthode est représentée à la **figure 4**. Elle est très voisine de la méthode précédente, à cette différence toutefois, que l'on fait intervenir la variation de pression à l'intérieur d'un pléthysmographe corporel (la tête du patient étant à l'extérieur). C'est une méthode complexe qui, en fait, emploie un poumon d'acier.

Ainsi, le sujet respire dans un spirographe (détermination de ΔV), puis les variations de la pression dans le pléthysmographe corporel (détermination de ΔP_p) permettent la mesure de la compliance totale. La compliance du poumon se faisant avec le même ΔV et les variations de la pression transpulmonaire, au moyen d'une sonde œsophagienne (ΔP_o).

L'un des problèmes les plus délicats, dans ce genre de mesure, est d'éviter que le patient réagisse contre le matériel de mesure. Cela n'est pas très évident et il est parfois nécessaire de vérifier le « silence musculaire » au moyen d'un électromyogramme.

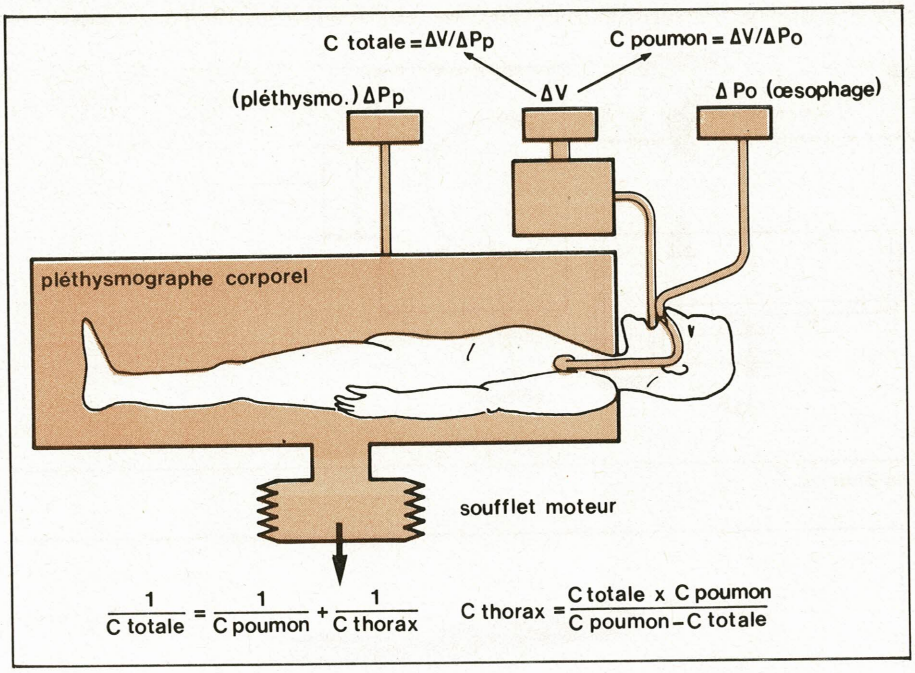


Fig. 4. – Mesure de la compliance totale.

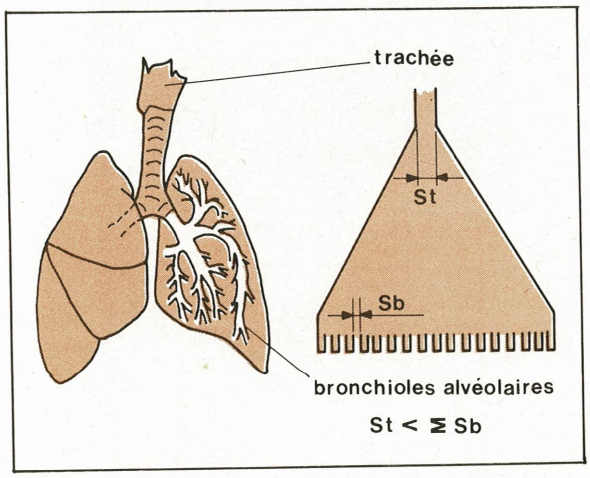


Fig. 5. – Dynamique des gaz dans l'arbre bronchique. La trachée débouche sur une multitude de bronchioles alvéolaires de telle sorte que la section trachéale (St) est plus petite que la somme des sections broncho-alvéolaires (Sb), d'où une faible perte de charge.

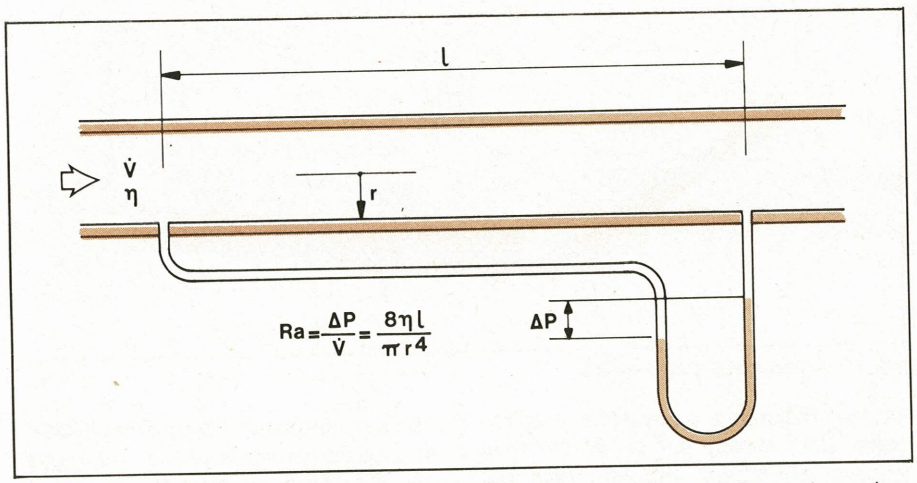


Fig. 6. – La résistance à l'écoulement d'un gaz dans un conduit est fonction de la différence de pression ΔP entre l'entrée et la sortie de ce conduit, pour un débit donné V. La longueur et la section de ce conduit montrent l'importance de ces paramètres dans la loi de Poiseuille.

La résistance à l'écoulement des gaz dans les poumons

Nous savons (voir EA nº 4) que les bronches pulmonaires se divisent par deux environ une vingtaine de fois pour aboutir à 250/300 millions d'alvéoles.

Cette division est très importante en dynamique des gaz. En effet, si l'on considère la trachée débouchant sur un alvéole, nous aurons une très grande perte de charge. En réalité, c'est l'inverse que nous constatons car la trachée débouche sur une multitude de bronchioles alvéolaires de telle sorte que la section trachéale (St) est beaucoup plus petite que la somme des sections broncho-alvéolaires (Sb), d'où une très faible perte de charge. En outre, la vitesse de circulation de l'air va en diminuant pour devenir nulle dans les bronchioles. A ce niveau, seule la diffusion des gaz explique leurs mouvements **(fig. 5)**.

De ceci on tire une conclusion intéressante en respiration artificielle à savoir : de la trachée vers les bronchioles, la pression et la vitesse de l'air vont en diminuant, assurant ainsi un mouvement lent des gaz à basse pression au niveau alvéolaire, permettant un bon échange gazeux entre l'alvéole et les capillaires.

Chez le sujet normal, le travail que nécessite la respiration de 6 l/min à une fréquence de 15 cycles/min, est d'environ 12 000 g/cm/min pour vaincre les forces de rétraction élastique et de 6 000 g/cm/min pour vaincre les résistances à l'écoulement des gaz dans les voies aériennes. Ces résistances sont dues au frottement des gaz sur les parois bronchiques (régimes laminaire et turbulent) et au frottement des tissus biologiques entre eux.

En pathologie, lorsqu'il y a obstacle ou restriction (œdème, sténose, bouchon de mucus, etc.), l'écoulement des gaz est gêné et la résistance augmente.

Calcul de la résistance

La résistance à l'écoulement des gaz apparaît lors de l'inspiration et de l'expiration. La résistance est nulle lorsque le débit est nul. Le calcul de la résistance se fait au moyen d'une équation semblable à celle de la loi d'Ohm et si nous faisons intervenir la section et la longueur des tubulures bronchiques, ainsi que la viscosité du gaz, nous avons alors la loi de Poiseuille (**fig. 6**).

Si nous transposons ce schéma à celui de la **figure 7**, pour nous situer dans une réalité plus anatomique, nous voyons mieux l'importance du rôle que peut jouer un obstacle, quel qu'il soit, placé dans l'arbre bronchique. En outre, comme pour la mesure de la compliance, l'accès aux points de mesure n'est pas toujours facile. Ainsi, le calcul de la résistance à partir du débit et d'un gradient de pression permet d'avoir :

- la résistance pulmonaire totale (R_t), nécessitant de connaître le gradient de pression entre la surface externe du poumon (espace pleural virtuel) et la bouche ;

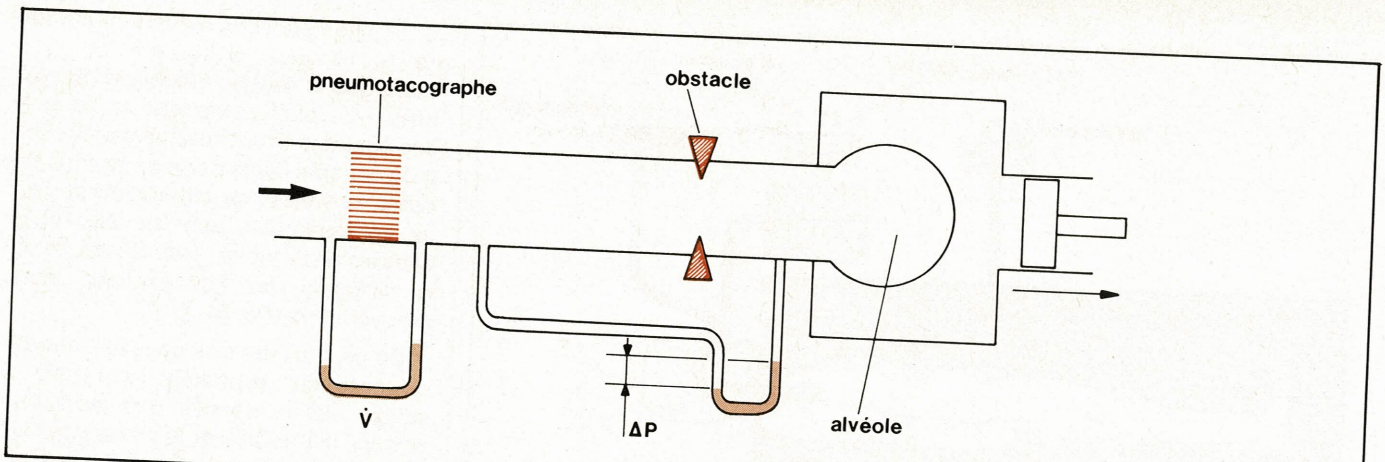


Fig. 7. – Principe de la mesure de la résistance des voies aériennes.

● la résistance des voies aériennes (R_a), avec la valeur du gradient de pression entre l'alvéole et la bouche ;

● la résistance visqueuse tissulaire (R_v), avec la valeur du gradient de pression entre la surface externe du poumon et l'alvéole.

De telle sorte que :

$R_t = R_a\ (80\ \%) + R_v\ (20\ \%)$

Pour la suite de notre travail, seule la résistance des voies aériennes sera considérée. C'est une mesure qui semble simple mais dont l'interprétation est délicate. En effet, le sujet est placé dans un pléthysmographe corporel, tête comprise. Au moment de l'inspiration, la dilatation de la cage thoracique provoque une pression négative dans les alvéoles et une surpression dans la caisse du pléthysmographe. Au cours de l'expiration, nous avons le phénomène inverse.

Ensuite, il est nécessaire de déterminer la relation qui existe entre la variation de pression dans le pléthysmographe et celle dans l'alvéole. Cette relation se recherche au moyen de manœuvres respiratoires déterminées en obstruant la bouche du patient au moyen d'un robinet que l'on ouvre ou que l'on ferme.

L'interprétation des résultats fait apparaître quelques difficultés quant à la validité de ceux-ci. En effet, l'air inhalé est à la température ambiante et avec une humidité relative HR de 40 à 60 %. Lorsqu'il atteint les alvéoles, il est à 37 °C avec une HR de 100 % ; le volume n'est donc plus le même. Des corrections sont nécessaires, soit par le calcul, soit dans la procédure des mesures.

Notons néanmoins qu'à défaut de valeur absolue, une valeur relative de la résistance peut apporter d'intéressantes conclusions, lors de la surveillance d'une réanimation respiratoire. C'est dans cet esprit, qu'actuellement, les fabricants de prothèses étudient des dispositifs de mesure de la compliance

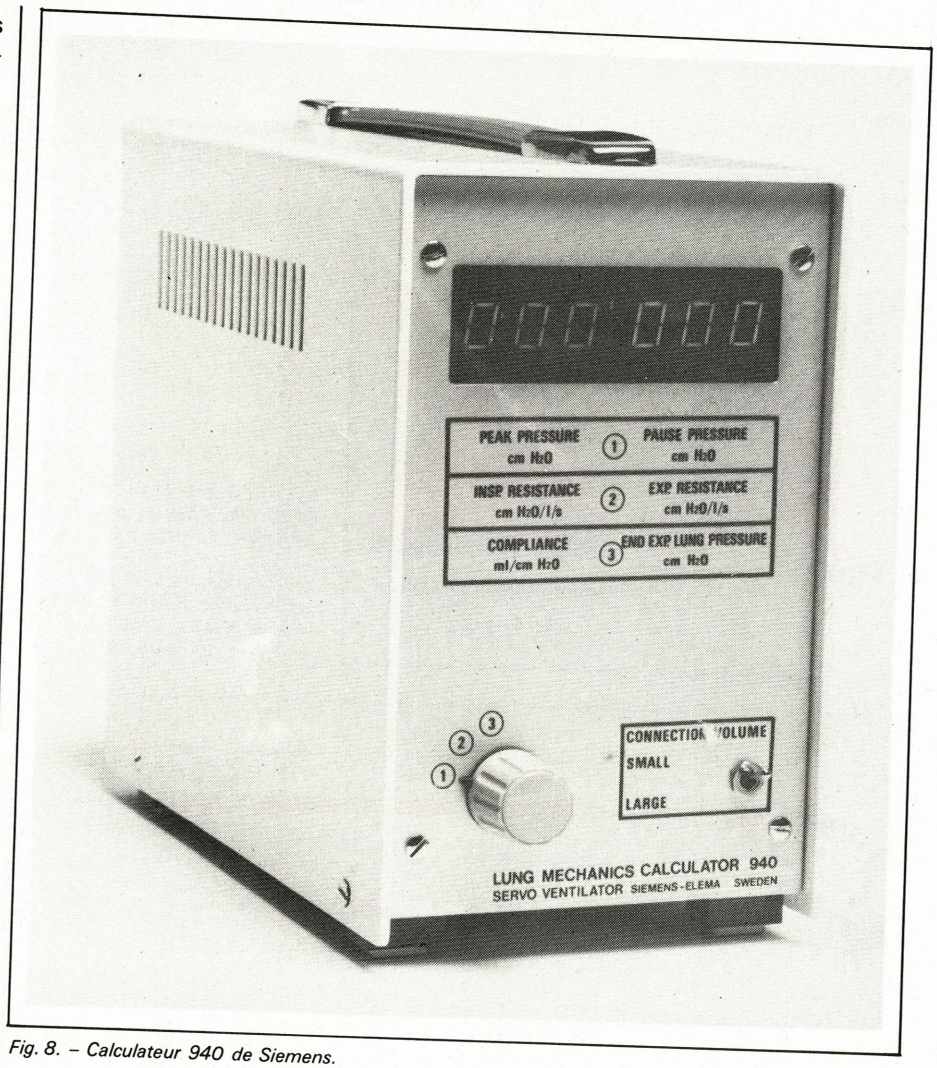


Fig. 8. – Calculateur 940 de Siemens.

et de la résistance du système respiratoire. Ceci repose sur un besoin, pas encore clairement exposé, mais qui justement nécessite un appareillage pour en aborder l'étude.

Patient placé sous prothèse respiratoire

En effet, lorsque le patient est placé sous un ventilateur, les conditions de mesure ne sont plus les mêmes. La respiration n'est pas spontanée, l'inspiration est remplacée par une insufflation en pression positive, plus ou moins élevée. En outre, s'ajoute la compliance du ventilateur, puisque l'on couple en série deux systèmes dont les compliances sont différentes, ainsi que les pertes par compression de gaz dans les tuyauteries.

Ainsi, la valeur des paramètres est fonction du type de ventilateur, dans la mesure où l'on tient compte du circuit patient et des volumes morts internes à l'appareil. C'est à cette condition que l'on peut envisager des mesures en valeur absolue.

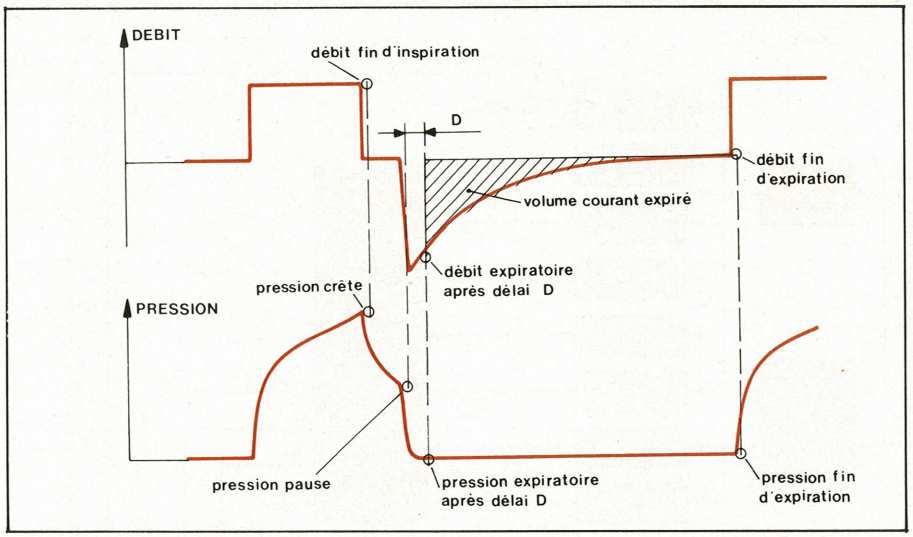


Fig. 9. – Mesure des débits et des pressions dans les voies aériennes supérieures.

Actuellement, il existe très peu d'appareils sur le marché. Nous savons que **Bennett** et **Monagham** ont des projets en cours d'étude, que **Drager** termine l'étude d'un **Spirolog 2**. **Siemens** en revanche, commercialise un **Calculator 940** se branchant directement sur le **Servo-ventilator 900**. Cette réalisation est intéressante et mérite quelques mots.

Le calculateur 940 de Siemens

Ce module (**fig. 8**) permet de fournir six informations (3 × 2) à partir d'un capteur de pression et de deux capteurs de débit, à savoir :

– Pression crête – pression pause (cm H_2O),

– Résistance à l'insufflation

– Résistance à l'expiration (cm H_2O/l/s),

– Compliance (ml/cm H_2O) – pression à fin d'expiration (cm H_2O).

De ces six paramètres, les deux premiers sont relevés directement au niveau du capteur de pression, à la fin de l'insufflation (pression crête) et à la fin de la pause respiratoire (pression pause). Les autres paramètres sont calculés à partir des points de mesure (pression et débit) comme indiqué sur la **figure 9**.

La résistance à l'insufflation (R_i)

Elle correspond à la pression crête (dans les tubulures patients) moins la pression dans les poumons au même instant. Cette pression dans les poumons correspond à la pression de pause, plus facilement mesurable. Cette différence de pression étant divisée par le débit (V_i) en fin d'insufflation.

Cela mérite quelques explications. En effet, le patient est relié à un ventilateur qui lui insuffle du gaz avec un débit et sous une pression donnée. Cela veut dire que la pression enregistrée est celle règnant dans les voies respiratoires mais aussi dans les tuyauteries du circuit patient. Ce gaz comprimé va se détendre au moment de l'expiration, et cet excès dû à la compression (et qui ne participe pas à la respiration : on dit que ce sont les tuyaux qui respirent) doit être déduite des gaz expirés, comme nous le verrons au paragraphe suivant.

Pour en revenir à la phase insufflatoire, nous voyons qu'il y a lieu de tenir compte du couple malade-machine. Ainsi, l'élasticité du poumon et du thorax interviennent pour une part, notamment lors d'un débit. En revanche, lorsque le débit est nul, on admet que la pression dans les voies aériennes (P_{pause}) est égale à la pression nécessaire pour vaincre l'élasticité thoraco-pulmonaire (P_{th}). Or le débit est

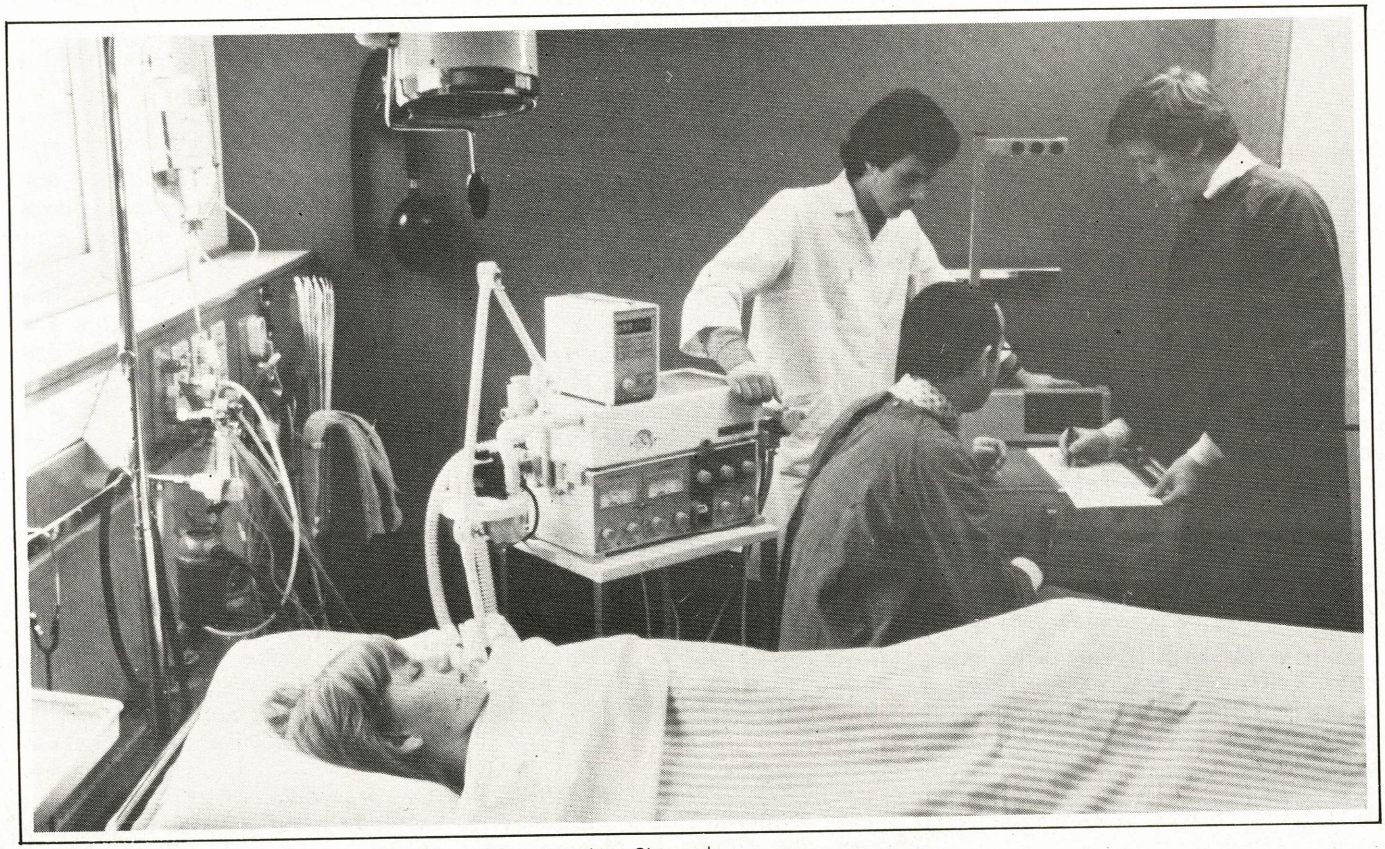


Fig. 10. – Le servo-ventilateur 900 équipé d'un calculateur 940 (doc. Siemens).

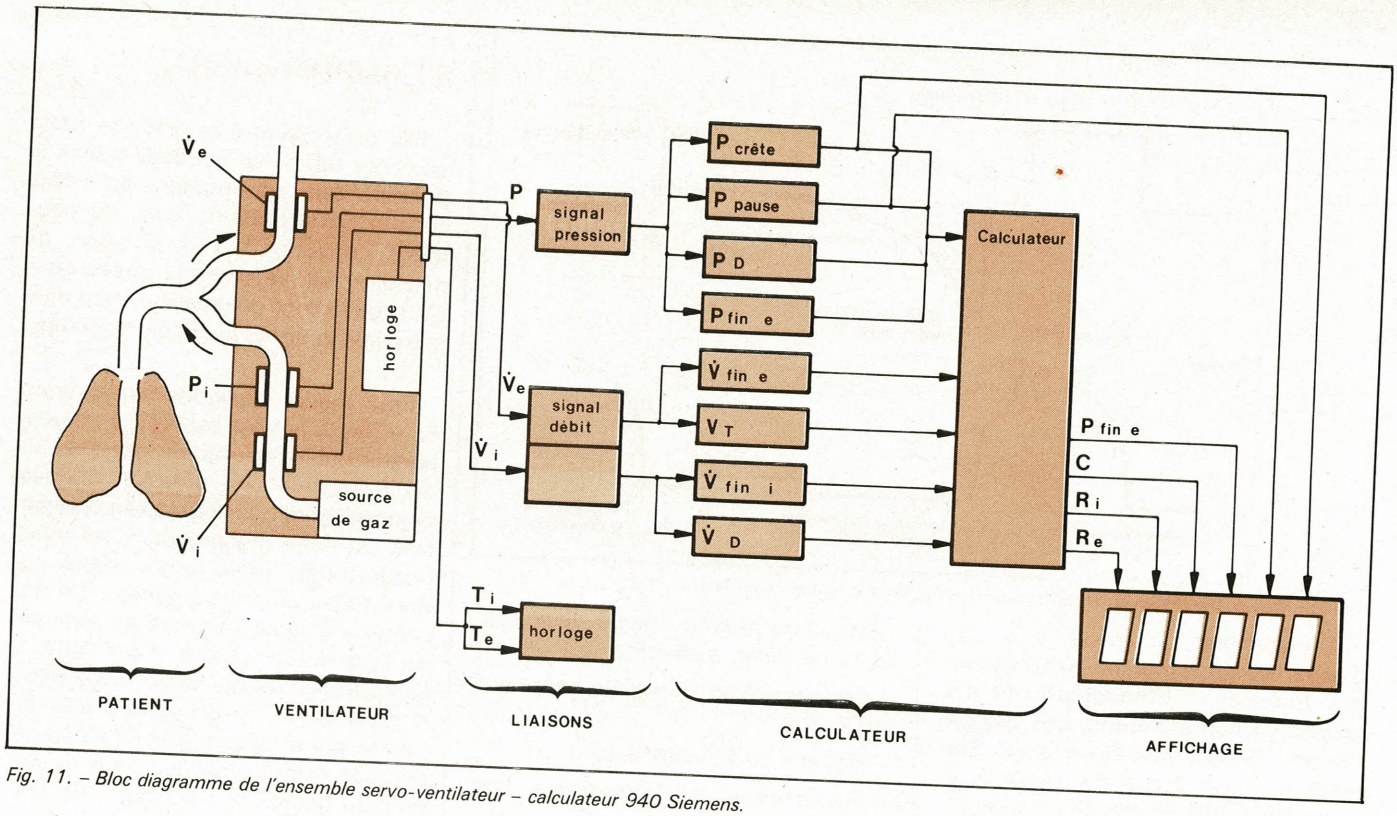


Fig. 11. – Bloc diagramme de l'ensemble servo-ventilateur – calculateur 940 Siemens.

nul à la fin de l'insufflation, durant la pause, et à la fin de l'expiration (à condition que le ventilateur ne soit pas réglé en pression positive (PEEP) ou en pression négative (NEEP).

En résumé, la résistance à l'insufflation (R_i) est calculée à la fin de l'insufflation lorsque le débit V_i et la pression ($P_{crête}$) à la fin de l'insufflation sont mesurés. En considérant, comme nous l'avons vu plus haut, que $P_{pause} = P_{th}$. Ainsi :

$$R_i = \frac{P_{crête} - P_{pause}}{V_i}$$

La résistance à l'expiration (R_e)

Comme nous l'avons vu précédemment, le débit expiratoire (V_e) est la somme du débit venant du patient et du débit créé par la décompression des gaz dans le circuit patient. Cette décompression des gaz demande un temps D (prédéterminé, en fonction du circuit patient), au début et à la fin duquel il est possible d'effectuer des mesures. Il faut savoir que la pression qui règne dans le circuit patient est la même que celle qui règne dans les poumons et que les variations de celle-ci reflètent les variations de celle-là.

Ainsi la résistance R_e sera le rapport entre la différence de la pression pause (P_{pause}) et la pression à la fin du délai D (P_D) sur le débit à la fin de ce délai (Ve_{TD}). Soit :

$$R_e = \frac{P_{pause} - P_{TD}}{Ve_{TD}}$$

La compliance (C)

Selon le même raisonnement, de la phase expiratoire nous éliminons la partie représentant les gaz comprimés (courbe des débits), l'autre partie donnera le volume courant V_T, après intégration.

Pour les pressions, puisque le couple patient-machine forme un tout étanche, nous prendrons la différence entre la pression pause et la pression en fin d'expiration ($P_{fin\ e}$), soit :

$$C = \frac{V_T}{P_{pause} - P_{fin\ e}}$$

Comme on le constate, ce module est conçu pour traiter des informations venant d'un ventilateur donné, ici, le servo-ventilateur 900 de **Siemens (fig. 10)**. Le couplage se fait selon le schéma de la **figure 11** et le module est étalonné en fonction de ce type de ventilateur. Ainsi, par exemple, le délai D **(fig. 9)** est présélectionné à 40 ou 65 ms selon le volume du circuit patient utilisé. L'idéal, bien sûr, serait d'avoir un calculateur de paramètres utilisable sur tous les types de ventilateurs. Il suffirait pour cela que les constructeurs de ventilateurs prévoient les capteurs nécessaires, avec sorties sur prises standardisées.

Appareil de Gillard et Mauroy

C'est en partant de l'équation de Rohrer que Gillard et Mauroy ont conçu un montage permettant de mesurer la résistance au débit de l'air dans le tractus bronchique et l'élastance (qui est l'inverse de la compliance) du tissu pulmonaire. Cette équation est la suivante :

$$P_t = EV_t + RV_t$$

Ainsi, en partant d'informations de pression, de volume puis après intégration, de débit, il est possible de déterminer E et R. L'étude de ces auteurs ne dit pas à quel moment du cycle respiratoire sont prises ces informations, mais leur approche technique **(fig. 12)** est intéressante à mentionner.

Dans un autre ordre d'idée, la définition de modèles pulmonaires permet d'appréhender le problème d'une manière différente. Actuellement, cette approche est surtout théorique, elle permet des comparaisons avec d'autres méthodes, elle définit des algorithmes assurant la programmation de calculateurs.

Méthode de Yoo – Hander – Petroff

Ces auteurs, appartenant à l'Université et à l'Institut de recherche chirurgicale de l'armée américaine (Texas) ont utilisé une calculatrice programmable appliquée aux algorithmes de calcul des mécanismes pulmonaires. Ils ont notamment comparé le processus précédent dit « zero crossing method » à leur méthode de l'angle de phase.

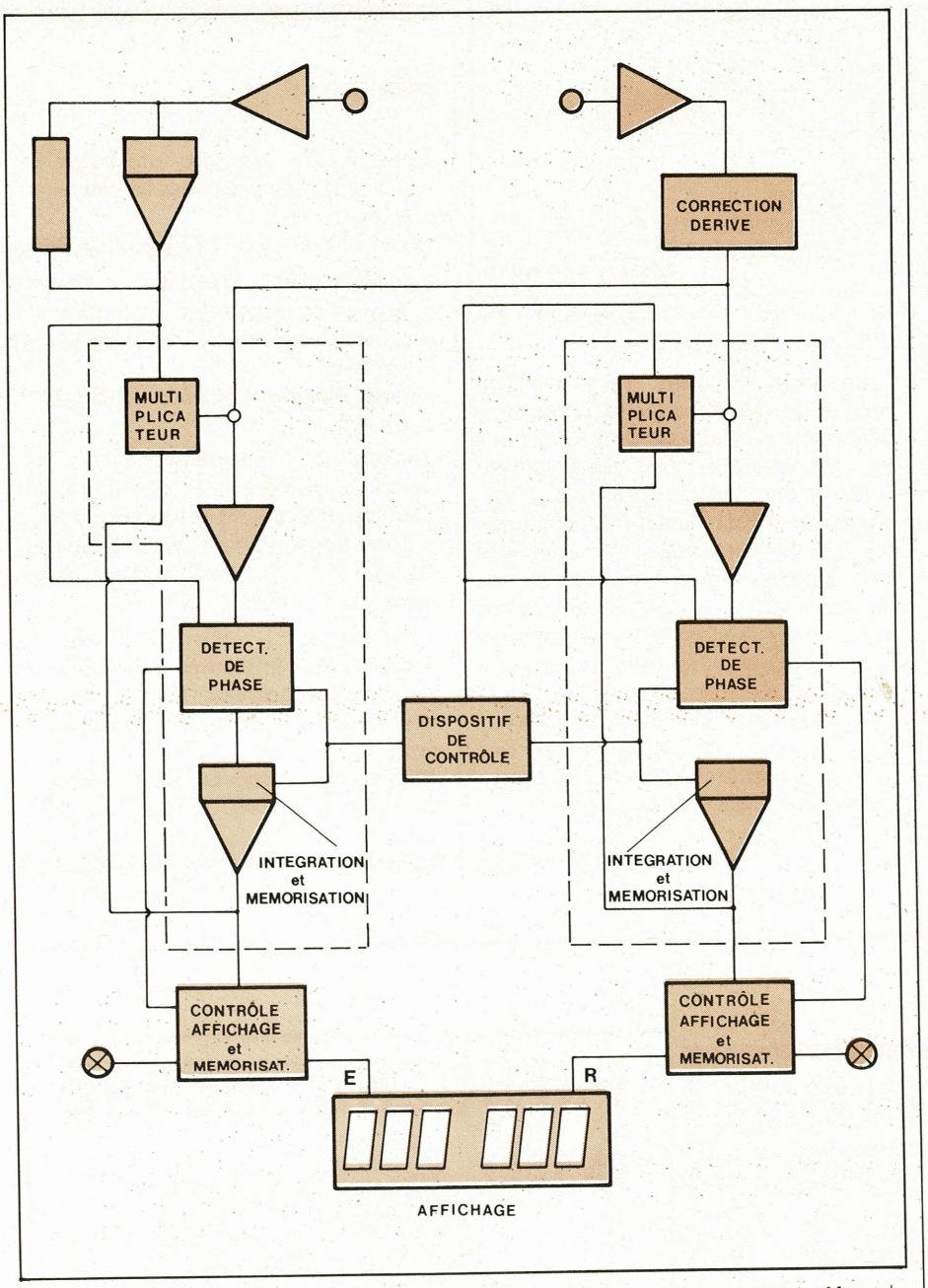


Fig. 12. – Mesure automatique de la résistance R et de l'élastance E pulmonaires (d'après Gillard et Mauroy).

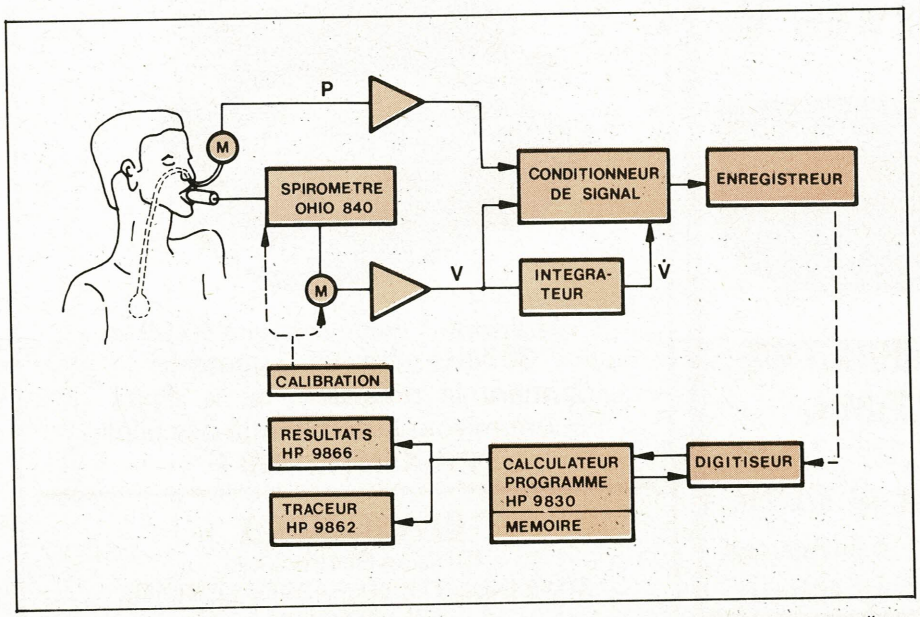


Fig. 13. – Montage de Yoo – Hander – Petroff pour la mesure des paramètres pulmonaires au moyen d'une calculatrice.

La méthode du « zero crossing », rappelons-le est, pour la compliance, la mesure ΔV par unité de pression, entre deux points extrêmes où le débit est nul (la moyenne est faite sur plusieurs cycles). Pour la résistance, c'est le rapport de la pression crête au débit correspondant.

Le méthode de l'angle de phase exploite les courbes de pression et de débit traitées par analyse de Fourier. Les ondes résultantes sont comparées en grandeur et en phase. En considérant que les paramètres de la mécanique ventilatoire sont composés de résistances et de capacités en série, le débit (courant) et la pression (tension) sont représentés en terme de phase. Le module et l'angle de phase sont alors calculés et de ces valeurs on détermine la résistance et la capacité.

La comparaison entre les deux méthodes ne montre pas de différence significative (cœfficient de corrélation : 0,93). En outre, la seconde méthode peut être simplifiée en analysant seulement les composantes fondamentales des séries harmoniques.

L'ensemble du dispositif est représenté **figure 13.** Notons que les programmes du calculateur sont enregistrés sur cassettes. Un premier programme sert à l'identification du patient et assure la correction des volumes gazeux selon les standards adoptés (pression atmosphérique, température, humidité). Un second programme exécute l'entrée et la mise en forme des informations, les calculs de l'angle de phase. Le troisième programme intègre le signal débit pour produire la courbe de volume, exécute les calculs de la méthode « zero crossing » (puisqu'il s'agit d'une comparaison), trace la courbe d'hystérésis et imprime le résultat final.

Méthode de Bonnefoy et Friemel

C'est une approche différente de la précédente puisqu'à priori il s'agit de mesurer les volumes pulmonaires chez un sujet placé dans un pléthysmographe corporel. L'analogie est faite en partant d'un modèle monoalvéolaire mais les résultats obtenus montrent que pour certaines « pathologies » il serait judicieux de considérer une modélisation bi- ou multialvéolaire.

Nous avons mentionné ces deux derniers exemples pour bien montrer qu'il existe deux sortes de problèmes. D'une part, une mesure simple de R et C, comme n'importe quels autres paramètres ; et d'autre part, une mesure plus sophistiquée lorsqu'il s'agit d'études physio-pathologiques

destinées à préciser des connaissances en cours d'acquisition. Dans le premier cas, il est nécessaire d'avoir à sa disposition un matériel simple à manipuler, même si sa conception exige des circuits complexes. Dans le second cas, la complexité est admise car l'on vise des résultats eux-mêmes complexes à obtenir ; c'est le domaine de la recherche et du prototype.

Conclusion

Comme c'est le cas bien souvent en génie biologique et médical, on a tendance à complexifier les appareils, dans la louable intention d'offrir au médecin un matériel très riche en paramètres observables, donc universel. En fait, ce n'est pas toujours le médecin qui utilise, surveille, règle un appareil, mais un interne, une infirmière, dont la formation n'est pas technique et dont les soucis sont multiples. C'est un état de fait important à connaître lors de la conception d'un matériel (**fig. 14**). La complexité est souvent un aspect négatif dans l'argumentaire commercial d'un produit.

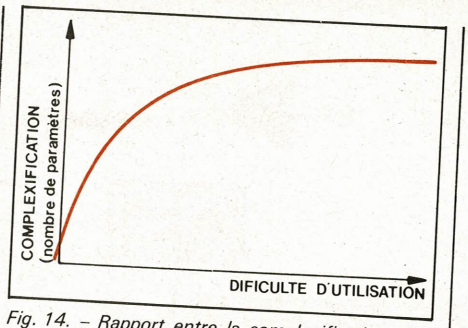


Fig. 14. – Rapport entre la complexification d'un matériel et son utilisation.

En revanche, c'est une motivation première dans la recherche d'une simplification et, dans ce domaine, nous voyons poindre très sérieusement l'emploi des microprocesseurs. L'instrumentation de mesure automatique est l'un des créneaux d'utilisation des microprocesseurs à condition de les employer dans une optique instrument et non dans une optique informatique. Mais l'évolution de tels produits est rapide et, n'a-t-on pas dit, aux Journées d'études du CNET (organisées par la SEE), que les performances des microprocesseurs pourraient être multipliées par trois d'ici 1985.

Jacques Trémolières

Bibliographie

Bone. R.C. – Diagnosis of causes for acute respiratory distress by pressure-volume curves.
Chest, 70. 6. dec. 1976 p. 740-746.

Bonnefoy. J.P. – Friemel. F. – Performances d'un calculateur analogique de volumes pulmonaires utilisé en milieu hospitalier.
L'onde électrique 1978 vol. 58 n° 1 p. 64-68

Jonson. B. – Nordstrom.L. – Olsson.S.G. – Akerback.D. – Monitoring of ventilation and lung mechanics during automatic ventilation. A new device.
Bulletin de physiopathologie respiratoire vol. II. 1975 p. 729-743.

Yoo.J.H.K. – Hander.E.W. – Petroff.P.A. – Implementation of computation algorithms for pulmonary mechanics on a programmable calculator.
Medical & Biological Engineering & Computing sep. 1977. 15 p. 528-533.

FILTRES

FILTRES ACTIFS KEMO
* VARIABLES
* P.H. P.B. 8 VOIES

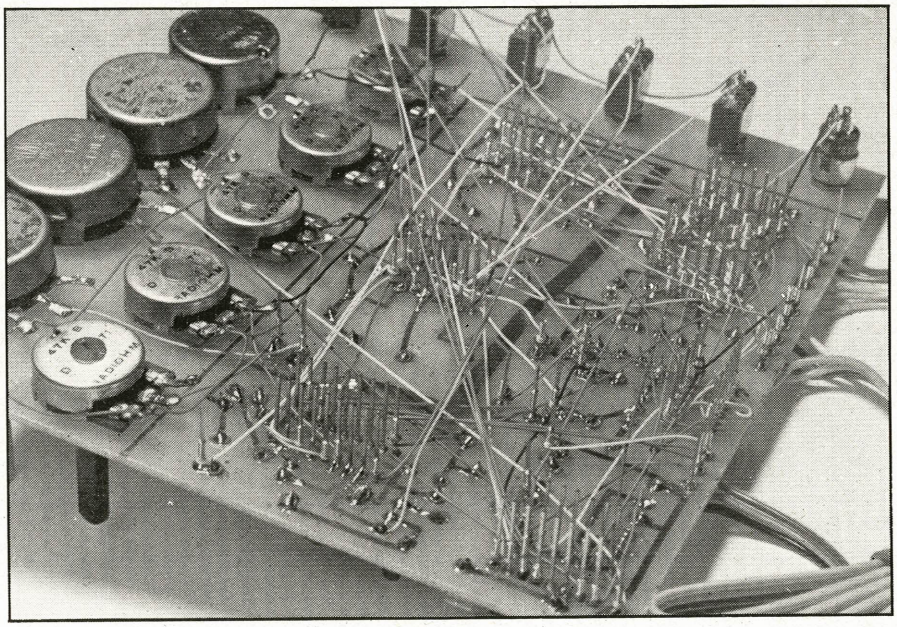
* 24, 36, 48 dB/OCTAVE
* 0,01 Hz_3,15 MHz
* * * * * * * * * * * * * * *
AGEMIP
Tél. 871 17 14
5, Bd Poincaré
* * * * * 94170 LE PERREUX

FREQUENCEMETRE
BK 1827

résolution 1 cycle même à 50 MHz
30 MHz garantis. 2 gammes
donnant la précision de 8 digits
Economiseur automatique des piles
PRIX (HT)... 978 F

BLANC-MECA
(Division Electronique)
ZONE INDUSTRIELLE - 36300 LE BLANC
Tél. : 37-09-80.

Etude



Etude d'une logique de jeux vidéo

Suite du N° 5

Les circuits de la famille 76...

Ce sont six circuits de base dont les entrées et sorties sont en général compatibles avec la technologie « TTL Low Power » (faible consommation).

Ils offrent – comme nous le verrons par la suite – une large gamme de possibilités :

– Commande horizontale et verticale de la position des joueurs.

– Jeux à plusieurs joueurs, plusieurs murs.

– Dimensions des joueurs, murs et balle réglables.

– Engagement automatique ou manuel de la balle.

– Affichage du nombre de points de la partie de façon fugitive.

– Composante horizontale et composante verticale de la vitesse de la balle contrôlables.

– Sommateur vidéo et étage de mise en forme intégrés.

– Régulateur intégré de la tension d'alimentation de l'ensemble des circuits.

Le SN 76425 Générateur des tops de synchronisation image et ligne

C'est le seul circuit 18 broches de la famille 76, tous les autres ayant 16 broches. Il est représenté **figure 33.**

Il possède en plus du générateur des tops de synchro :

– Un régulateur V_{cc} = 5 V.

– Un générateur de signal vidéo pour un mur vertical.

– Un circuit de détection de seuil (broches 4 à 8) que nous n'avons pas utilisé.

1. Génération des tops de synchronisation

La résistance ajustable de 150 kΩ du circuit RC connecté à la broche 18 permet le réglage de la période des tops de synchro-image à 20 ms ; celle de 10 kΩ (broche 17) joue un rôle analogue pour les tops de synchro ligne dont la période doit être de 64 µs pour une réception en 625 lignes. La largeur des tops de synchro-image est ici

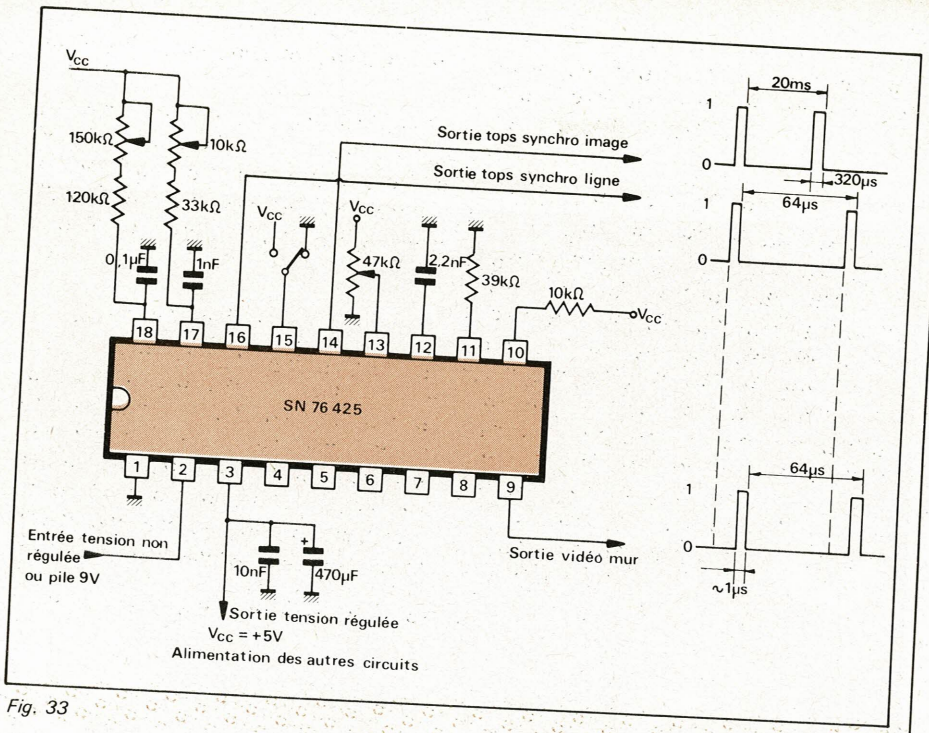


Fig. 33

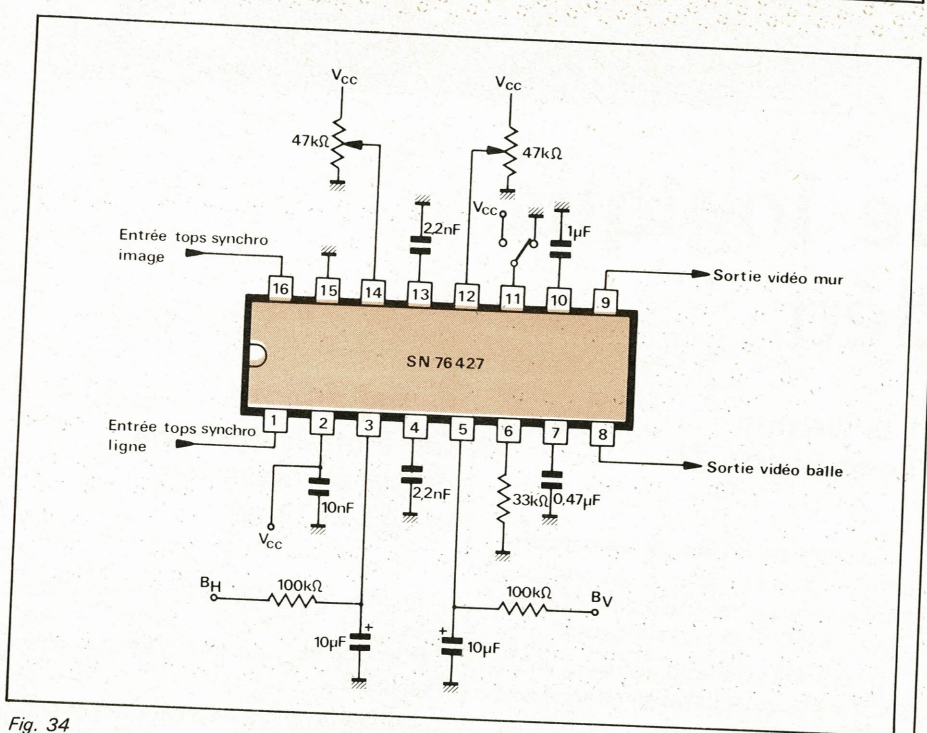


Fig. 34

égale à cinq périodes de tops ligne soit 320 µs.

Les autres circuits possèdent en particulier des entrées destinées à recevoir les tops de synchro délivrés par le 76425 afin d'assurer la synchronisation des différents signaux vidéo entre eux.

2. Le régulateur 5 V

Le régulateur 5 V, entrée broche 2, sortie broche 3, peut fournir un courant supérieur à 100 mA ce qui est largement suffisant pour alimenter les autres circuits. La consommation totale du montage que nous avons réalisé ne dépasse pas 45 mA. La tension d'entrée, non régulée, doit être comprise entre 6 et 13 V, 9 V est une bonne valeur. Une alimentation par pile est bien sûr possible.

3. Le générateur de mur

Le signal de sortie « vidéo mur » se trouve broche 9. Le condensateur de 2,2 nF (broche 12) détermine la largeur du mur ; une augmentation de la valeur de ce condensateur provoque un élargissement de celui-ci. Le potentiomètre de 47 kΩ dont le point milieu est relié à la broche 13 détermine la position horizontale du mur, c'est-à-dire que sous l'action de ce potentiomètre il est possible de promener le mur d'un côté à l'autre de l'écran du récepteur de télévision.

La broche 15 est une commande de validation du mur ; lorsqu'elle est reliée à V_{cc} le signal vidéo disparaît, reliée à la masse le signal vidéo est présent.

La broche 10 reliée à V_{cc} par une résistance de 10 kΩ permet d'obtenir un mur plein ; nous verrons plus loin comment percer une ouverture dans ce dernier.

La résistance de 39 kΩ (broche 14) est une résistance de polarisation du circuit. Sa valeur affecte directement l'épaisseur du mur ; il est préférable d'agir sur le condensateur de la broche 12 pour en faire varier l'épaisseur.

Avec un condensateur de 2,2 nF la durée de l'impulsion correspondant à la vidéo mur est d'environ 1 µs (sortie broche 9). La position de cette impulsion par rapport à un début de ligne, c'est-à-dire par rapport à un top de synchro ligne est fonction de la tension appliquée sur la broche 13. Plus cette tension est élevée et plus l'impulsion « vidéo mur » est éloignée du top de synchro ligne.

Le SN 76427 Générateur de balle et de mur

Ce circuit, présenté **figure 34**, délivre un signal vidéo pour une balle ainsi qu'un signal vidéo pour un mur.

1. Le générateur de mur

La sortie du signal vidéo mur se trouve broche 9. Le mur généré est vertical avec une ouverture (but) dont la grandeur est fonction de la valeur du condensateur placé broche 10. L'ouverture n'est possible que si la broche 11 est reliée à la masse ; si celle-ci est reliée à V_{cc}, le mur avec ouverture fait place à un mur bien plein. Le condensateur de 2,2 nF détermine son épaisseur (broche 13). Le potentiomètre de la broche 14 commande le déplacement horizontal du mur tandis que celui de la broche 12 déplace verticalement l'ouverture.

2. Le générateur de balle

Les condensateurs de 2,2 nF et 0,47 µF fixent (broches 4 et 7) les dimensions de la balle. La tension appliquée sur la broche 3 détermine la position horizontale de la balle tandis que celle appliquée sur la broche 5 détermine la position verticale de celle-ci. Le mouvement de la balle est créé par la charge et décharge des condensateurs de 10 µF (placés sur les broches 3 et 5) attaqués par des tensions logiques à travers des résistances de 100 kΩ. Il est à remarquer que la vitesse de la balle n'est pas constante (charge et décharge exponentielle des

condensateurs) ; celle-ci peut être réglée facilement en jouant sur les constantes de temps des circuits RC (broches 3 et 5).

3. Variation du signal vidéo en fonction de la tension de commande

Comme pour le mur délivré par le 76425, la position du mur fourni par le 76427 est fonction de la tension appliquée sur sa broche 12. Plus cette tension est élevée et plus le mur est éloigné d'un début de ligne. Cette règle est valable pour tous les signaux vidéo délivrés par cette famille de circuits. C'est le cas de la tension appliquée sur la broche 3 commandant la position horizontale de la balle. Il en va de même pour la commande de position verticale : plus la tension appliquée sur la broche 5 est élevée et plus la vidéo balle est éloignée d'un top de synchro-image (première ligne en haut de l'écran du récepteur). Il en résulte (**fig. 35**) que pour des tensions nulles, appliquées sur les broches 3 et 5, la balle se trouve en haut et à gauche de l'écran du récepteur (non visible en général).

4. Polarisation

On trouve broche 6 une résistance de polarisation de 33 kΩ. La valeur de cette résistance affectant directement les dimensions du mur et de la balle.

Le SN 76426 Générateur de deux joueurs

Ce circuit (**fig. 36**) délivre les signaux vidéo pour deux joueurs ; son originalité est de permettre le déplacement vertical et horizontal de ceux-ci. La résistance de 33 kΩ (broche 6) assure la polarisation du circuit. Les condensateurs de 2,2 nF (broches 4, 13) et de 0,47 µF (broches 7, 10) fixent les dimensions des joueurs. Les potentiomètres de 47 kΩ reliés aux broches 14, 3, 12 et 5 en commandent le déplacement horizontal et vertical.

La broche 11, reliée à la masse, valide les sorties vidéo des deux joueurs (broches 8 et 9), reliée à V_{cc}, supprime la vidéo sur ces sorties.

Le SN 76460 Affichage du nombre de points

Le SN 76460 (**fig. 37**) affiche les points de la partie de 0 à 20 ; plus exactement, au lieu d'afficher 20, il affiche W (Win = gagner) (le SN 76462, dont le brochage est identique, affiche les points de 0 à 18).

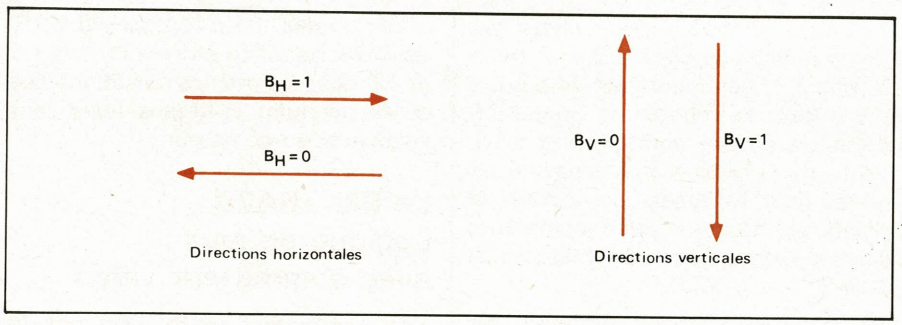


Fig. 35

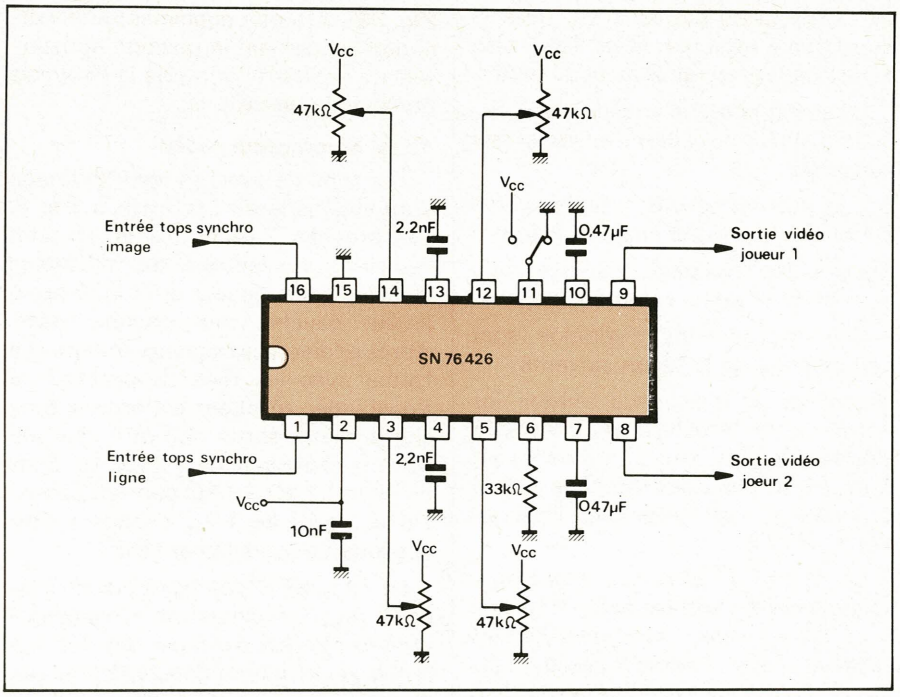


Fig. 36

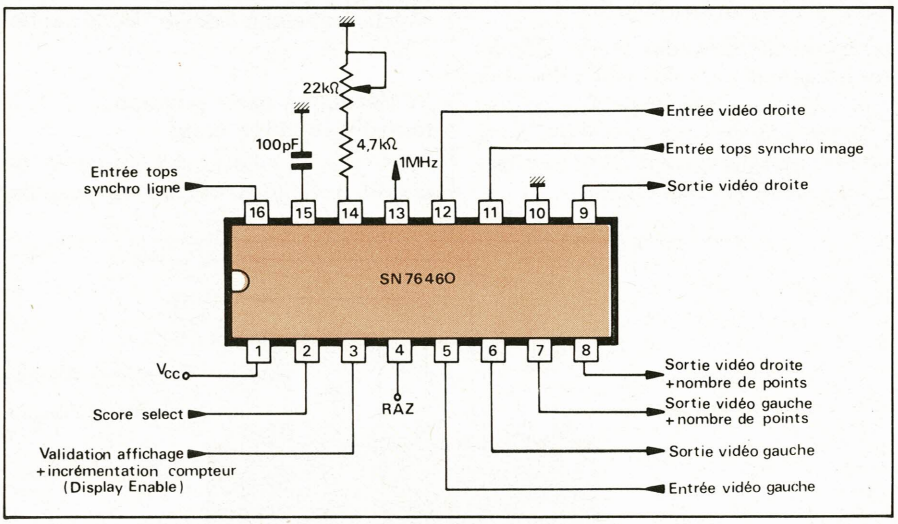


Fig. 37

· C'est un circuit en technologie I^2L dont les entrées vidéo ne sont pas compatibles TTL alors que les entrées des tops de synchro le sont. (Les sorties des circuits I^2L sont compatibles TTL.)

Ce circuit possède deux compteurs associés à des décodeurs du type 7 segments commandant la mise en forme vidéo de leur contenu. Le circuit RC des broches 14 et 15 permet grâce à la résistance ajustable de 22 kΩ de positionner correctement l'affichage sur l'écran (oscillateur 1 MHz).

La broche 2 (Score Select) permet de choisir le compteur à incrémenter :

– Un 1 logique (4,5 V) pour celui de gauche.

– Un 0 logique (≃ 0 V) pour celui de droite.

La broche 3 (Display Enable) permet

d'incrémenter le compteur choisi par l'intermédiaire du signal appliqué sur la broche 2. L'incrémentation se produit sur le front de montée de l'impulsion appliquée à cette entrée (1,9 V max). Tant que la broche 3 se trouve à un niveau haut, l'affichage du nombre de points est validé : vidéo compteurs gauche et droit présente sur les sorties 7 et 8.

La remise à zéro des compteurs est commandée par la broche 4 : il suffit de porter cette entrée à V_{cc} ou à la masse pour effectuer la remise à zéro et de la laisser en l'air le reste du temps.

Ce circuit possède en outre deux circuits d'addition réalisant les fonctions suivantes :

Sortie vidéo (broche 8) = Entrée vidéo (broche 12) + vidéo compteur droit.

Sortie vidéo (broche 7) = Entrée vidéo (broche 5) + vidéo compteur gauche.

Ces deux circuits d'addition sont commandés de la façon suivante :

– Lors de la mise sous tension les entrées vidéo (broche 5 et 12) ne sont pas validées, les deux compteurs sont à 20, les sorties vidéo (broches 7 et 8) provoquent l'affichage de l'inscription « W W ».

– La remise à zéro des compteurs valide alors les entrées vidéo (broches 5 et 12) les vidéo compteurs n'étant validées que si l'entrée « display enable » est au niveau haut. Cette situation demeure tant qu'un des deux compteurs n'a pas atteint 20.

– Lorsqu'un compteur atteint 20, (W est affiché) les entrées vidéo (broches 5 et 12) ne sont plus validées, l'entrée « display enable » est sans effet. Cette situation demeure tant qu'une remise à zéro n'est pas demandée.

Les sorties vidéo (broches 6 et 9) délivrent les vidéo entrées (broches 5 et 12) dans les mêmes conditions que celles décrites ci-dessus mais sans aucune vidéo compteur.

Le SN 76428 Logique de jeux avec sommateur vidéo

Le sommateur vidéo n'est pas la seule fonction assurée par ce circuit (**fig. 38**). Il fournit également une indication concernant la position horizontale de la balle et contrôle la direction horizontale de celle-ci.

1. Le sommateur vidéo

Les tops de synchro ligne et image sont appliqués sur les broches 3 et 4. Les broches 7, 8, 9, 10 et 16 sont réservées aux entrées des différents signaux vidéo : joueur droit, mur droit, joueur gauche, mur gauche, balle. Après addition ces signaux sont mis en forme avec les tops de synchro, le signal vidéo résultant est obtenu broche 5. Cette sortie doit être chargée par une résistance de 2,2 kΩ. Un pont diviseur 1,2 kΩ – 1 kΩ permet d'obtenir un signal de 1 V_{pp} destiné à être appliqué au modulateur UHF.

Le circuit RC connecté sur la broche 2 est un circuit de « blanking » dont le rôle est d'effacer la vidéo sur les parties droites et gauches de l'écran de télévision. Les zones d'effacement sont déterminées à l'aide des deux résistances ajustables de 100 kΩ et de 5 kΩ.

2. Détection de la position horizontale de la balle

La sortie « Lockout » (broche 6) donne une indication sur la position horizontale de la balle. Elle doit être reliée à l'alimentation par une résistance de 47 kΩ. Étant au repos à « 0 », elle passe à « 1 » lorsque la vidéo balle se trouve en coïncidence avec un top de synchro ligne. En d'autres termes, cette sortie passe à « 1 » lorsque la balle disparaît sur la droite ou la gauche de l'écran de télévision.

3. Contrôle de la position horizontale de la balle

La sortie balle FF (broche 14) est destinée à contrôler la direction horizontale de la balle, c'est-à-dire qu'elle doit commander l'entrée B_H du circuit RC de la broche 3 du SN 76427.

Cette sortie, balle FF, est celle d'une bascule (Flip-Flop) dont le changement d'état est commandé par la coïncidence entre la vidéo balle et celle d'un obstacle, mur ou joueur. Ce changement d'état est illustré par la **figure 9** qui représente la trajectoire de la balle dans trois cas :

a) Que la broche 15 soit à la masse ou à V_{cc}, la bascule change d'état chaque fois que la balle rencontre un mur. **(fig. 39-a.)**

b) Si la broche 15 est à la masse, le changement d'état de la bascule conduit à un jeu du type tennis, football, etc. **(fig. 39-b).**

c) La broche 15 à V_{cc} détermine un jeu du type pelote basque, flipper, etc. **(fig. 9-c).**

Une autre information peut être obtenue à partir de ce circuit, par l'intermédiaire des sorties FF_1 et FF_2 (broches 12 et 13).

Ces sorties, complémentaires l'une de l'autre, sont celles d'une bascule dont le changement d'état est com-

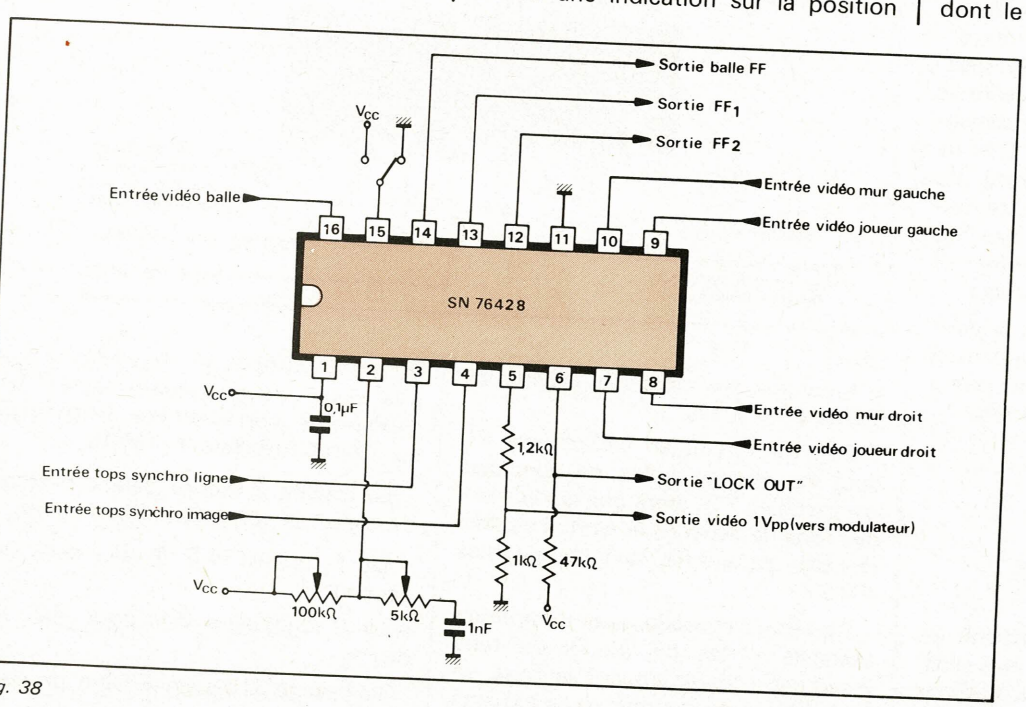


Fig. 38

mandé par la coïncidence entre la vidéo balle et celle d'un joueur.

Lorsque la balle rencontre le joueur droit : $FF_1 = 0$ et $FF_2 = 1$; le joueur gauche : $FF_1 = 1$ et $FF_2 = 0$.

Le SN 76423
Engagement automatique et rebonds verticaux de la balle

Ce circuit, dont le brochage est indiqué par la **figure 40,** a un double rôle : celui de réaliser l'engagement automatique de la balle d'un côté ou de l'autre et celui de créer les rebonds verticaux.

1. Rebonds verticaux de la balle

Le circuit RC de la broche 2 détermine les limites supérieures et inférieures des lignes où doivent se produire les rebonds. Ces limites ne sont pas visibles sur l'écran du poste de télévision car non matérialisées par un signal vidéo. En jouant sur la valeur du circuit RC, il est possible de faire en sorte que ces limites correspondent aux bords de l'écran.

La direction verticale de la balle est commandée par le signal issu de la broche 14 ; celle-ci doit donc être reliée à l'entrée B_v du circuit RC de la broche 5 du SN 76427.

La direction verticale de la balle peut être modifiée ou non (**fig. 41**) si celle-ci rencontre un joueur. Cela dépend de la ligne supérieure de la vidéo joueur où se produit la coïncidence avec la vidéo balle. Il en résulte un caractère aléatoire de la direction verticale de la balle lorsque celle-ci rencontre un joueur.

2. Engagement automatique de la balle

Trois entrées et deux sorties de ce circuit sont utilisées pour la commande de l'engagement automatique de la balle.

Pour les entrées, on trouve : la broche 8 «Lockout » qui doit être pilotée par la sortie Lockout broche 6 du SN 76428, la broche 9 sur laquelle est appliquée la vidéo mur gauche, les broches 5 et 6, reliées ensembles, qui sont commandées à partir de la ligne de contrôle horizontal de la balle FF (broche 14 du SN 76428). Les deux sorties sont les broches 12 et 13 qui sont également des entrées pour les vidéo joueurs.

Le principe de l'engagement automatique est le suivant : supposons par exemple un déplacement de la balle de droite à gauche sur l'écran. La sortie FF du SN 76428 se trouve donc à zéro et par voie de conséquence les broches 5 et 6 du SN 76423 sont également à zéro. Lorsque la balle disparaît sur la gauche de l'écran, la sortie lockout passe à 1 ce qui provoque une impulsion sur la broche 12 (vidéo joueur gauche) dont l'effet – simulation de la rencontre de la balle avec le joueur gauche – est de faire passer la sortie FF du SN 76428 à 1 provoquant le déplacement de la balle vers la droite.

Il en est de même si la balle disparaît sur la droite de l'écran, l'impulsion de remise en jeu apparaissant sur la broche 13 (vidéo joueur droit).

Dans les deux cas l'impulsion de remise en jeu est transmise à partir du SN 76423 au SN 76428 par l'intermédiaire des lignes vidéo joueurs. Le choix de la ligne où se produit l'impulsion est déterminé par le signal appliqué sur les broches 5 et 6 du SN 76423.

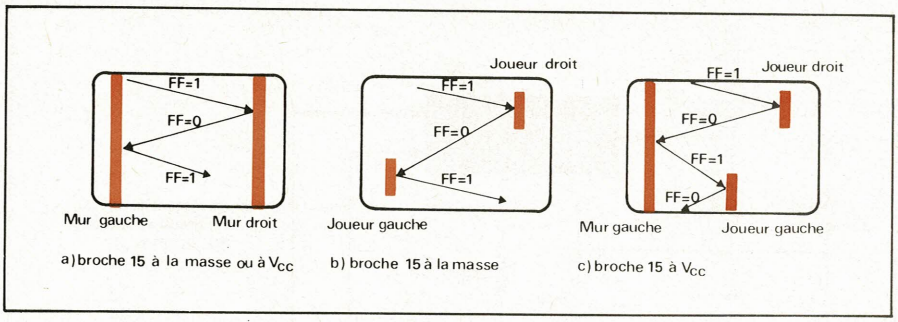


Fig. 39

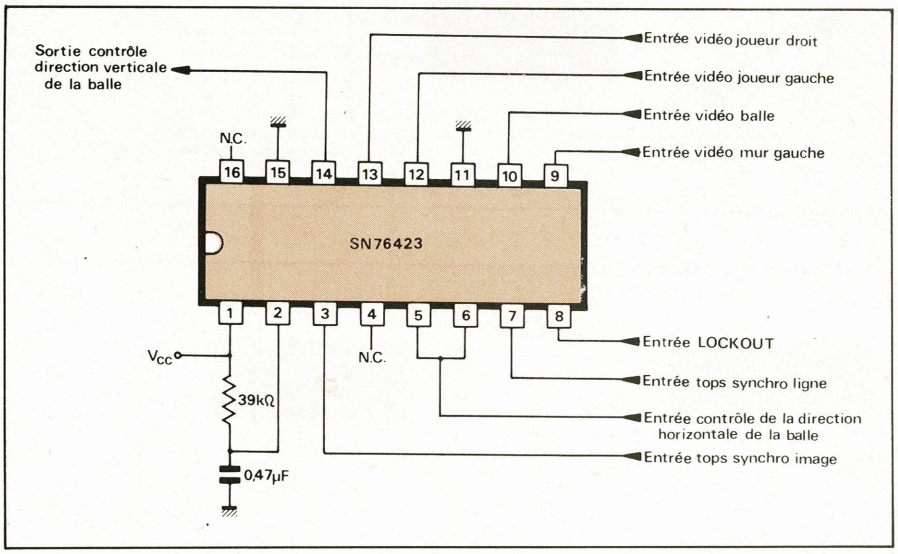


Fig. 40

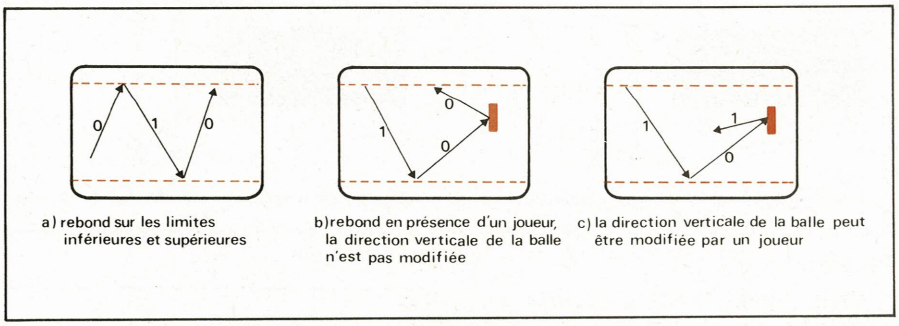


Fig. 41

RÉALISATION

Problème posé par le signal vidéo fréquence de sortie du SN 76428

Nous avons tout d'abord câblé le SN 76425 en réglant à l'oscilloscope les largeurs des tops de synchro-ligne et image. Le SN 76428 a ensuite été monté et nous avons appliqué, sur l'entrée vidéo mur gauche de celui-ci, le signal vidéo mur délivré par le SN 76425. Par l'intermédiaire d'un modulateur UHF le signal vidéo fréquence, issu du 76428 a été appliqué sur notre récepteur de télévision. Nous n'avons pu obtenir une image stable, celle-ci défilant dans le sens vertical.

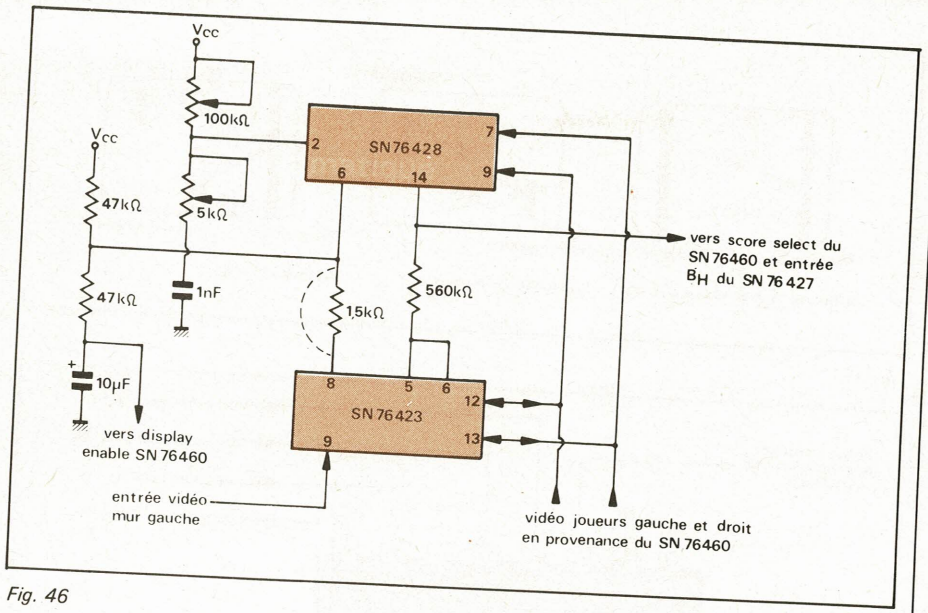


Fig. 46

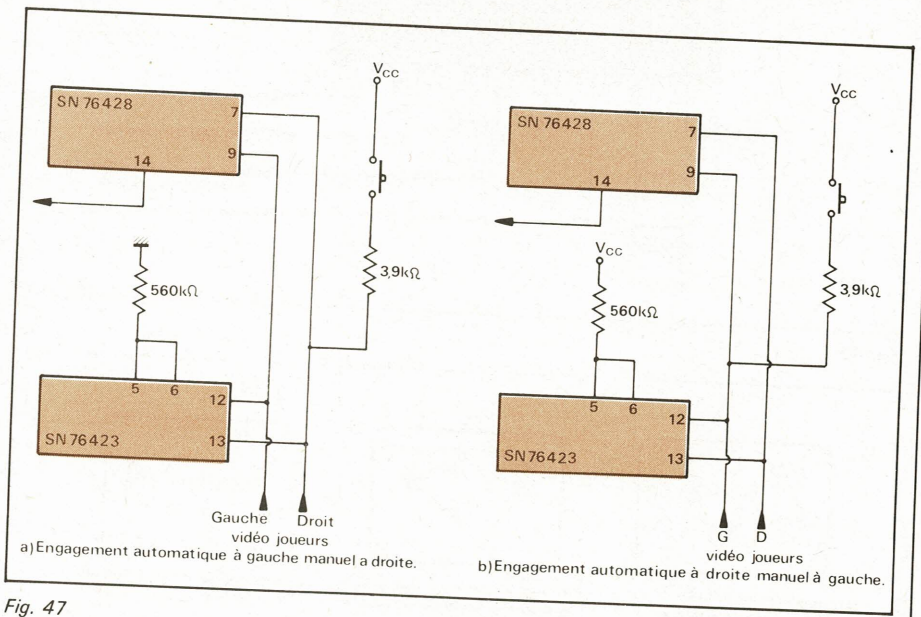


Fig. 47

Nous avons choisi d'attaquer ces entrées vidéo à partir des vidéo-joueurs délivrées par le SN 76426 **(fig. 45)**. Les sorties 7 et 8 du SN 76460, sur lesquelles on retrouve les vidéo-joueurs accompagnées des vidéo-compteurs, sont appliquées sur les entrées 7 et 9 du SN 76428.

Un commutateur double à deux positions détermine d'une part le type de jeu en commandant la broche 15 du SN 76428 et d'autre part détermine la validation du compteur à incrémenter pour les deux types de jeu. La sortie 6 du SN 76428 commande l'incrémentation des compteurs, le circuit RC fixe la durée de l'affichage. On se trouve donc en présence d'un affichage fugitif chaque fois qu'un point est marqué.

Engagement automatique de la balle

La réalisation de l'engagement automatique de la balle nous a posé quelques problèmes. Nous avons trouvé une solution en reliant les broches 5 et 6 du SN 76423 à la broche 14 du SN 76428 non pas directement mais par l'intermédiaire d'une résistance de valeur élevée : 560 kΩ. Nous avons constaté également que le circuit de « blanking » (broche 2 du 5N 76428) avait une action déterminante dans le bon fonctionnement de l'engagement automatique **(fig. 46)**. Les réglages ont été facilités en attaquant l'entrée « Lockout », broche 8 du SN 76423 par la broche 6 du SN 76428 à travers une résistance de 1,5 kΩ. Après réglage, cette résistance a pu être remplacée par une liaison directe.

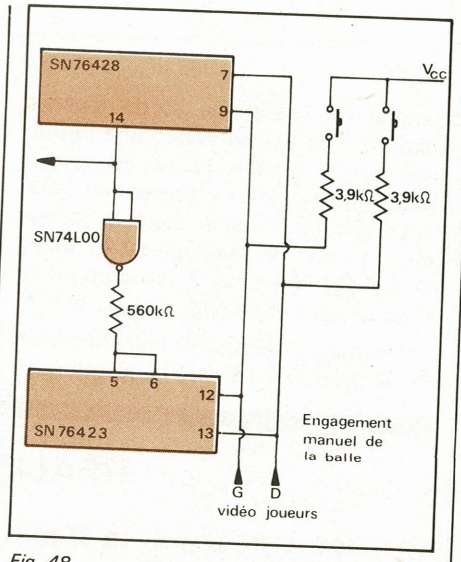


Fig. 48

Engagement semi-automatique de la balle

Nous entendons par « engagement semi-automatique » : l'engagement automatique de la balle d'un côté et manuel de l'autre. Le rôle du SN 76423 étant d'appliquer une impulsion sur les lignes vidéo des joueurs lorsque la balle disparaît sur la droite ou la gauche de l'écran, il est possible d'appliquer manuellement cette impulsion afin de provoquer le changement de direction de la balle.

Si au lieu de relier la résistance de 560 kΩ à la broche 14 du SN 76428, elle est placée à la masse. Le SN 76423 considérera que la balle ne se déplace que vers la gauche. Si bien que si effectivement la balle disparaît à gauche de l'image, il enverra une impulsion de remise en jeu sur sa broche 12, tandis que si la balle passe sur la droite de l'écran, il restera inactif. Une impulsion manuelle sur la vidéo-joueur droit provoquera la remise en jeu. Cette impulsion est obtenue par un poussoir commandant la mise à la tension d'alimentation V_{cc} d'une résistance de 3,9 kΩ reliée à la ligne vidéo-joueur droit **(fig. 47-a)**.

Le problème est inversé si la résistance de 560 kΩ est placée à V_{cc}. Dans ce cas **(fig. 47-b)** l'engagement est automatique à droite, manuel à gauche.

Engagement manuel de la balle

Il suffit pour cela d'attaquer la résistance de 560 kΩ par le complément du signal issu de la broche 14 du SN 76428, un transistor monté en inverseur ou une porte NAND peut suffire. La remise en jeu manuelle se fait par des poussoirs reliés aux lignes vidéo-joueurs par des résistances de 3,9 kΩ **(fig. 48)**.

Il est à remarquer que pour l'engagement manuel le SN 76423 n'intervient pas. Il aurait été possible de laisser la résistance de 560 kΩ reliée à la broche 14 du SN 76428 en plaçant les broches 12 et 13 du SN 76423 à la masse. Dans ce cas, le caractère aléa-

La cause en était évidente : notre récepteur ignorait les tops de synchro-image. Nous avons observé que les tops de synchro-image avaient, en sortie du 76428, une amplitude plus faible que les tops de synchro-ligne.

L'égalisation des amplitudes des tops de synchro a pu être obtenue en alimentant ce circuit sous 4,5 V au lieu de 5 V. Cette solution doit être rejetée car le régulateur ne joue plus son rôle.

La solution adoptée est la suivante : nous avons appliqué, par l'intermédiaire d'une porte OU, réalisée à l'aide d'un SN 74LOO, les tops de synchro-image et ligne sur l'entrée des tops de synchro-ligne du SN 76428 en laissant l'entrée des tops de synchro-image en l'air **(fig. 42)**.

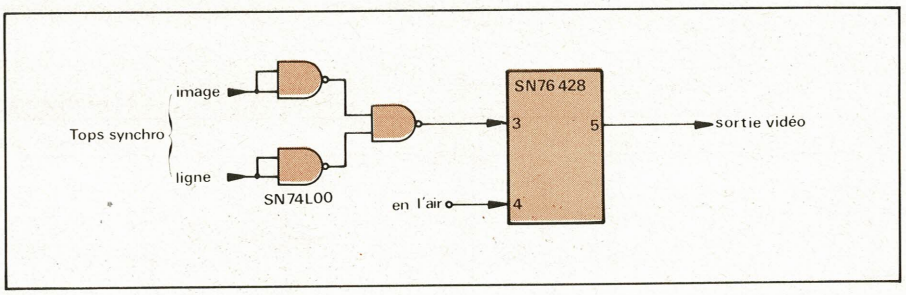


Fig. 42

Les différentes configurations de murs possibles

Le second circuit délivrant un mur est le 76427, nous avons appliqué sur l'entrée vidéo mur droit du 76428, le signal vidéo mur délivré par celui-ci. Notons que ce circuit génère également la vidéo-balle ; nous avons, dans un premier temps, remplacé les circuits RC des broches 3 et 5 par des potentiomètres de 47 kΩ de façon à déplacer manuellement la balle.

Nous savons que le SN 76425 génère un mur plein tandis que le mur du SN 76427 peut avoir une ouverture faisant office de but. Dans ces conditions, comment jouer au foot-ball avec un seul but ? Prendre un second 76427 ou percer un but dans le mur du SN 76425. Nous avons opté pour cette dernière solution. Le SN 76425 est caractérisé par le fait que si sa broche 10 reste en l'air, la broche 9 (sortie vidéo-mur) ne délivre aucun signal.

En plaçant un transistor BC 238 (ou équivalent) monté en commutation sur la broche 10 du SN 76425 **(fig. 43)** et en l'attaquant par la vidéo du mur du SN 76427, nous avons obtenu l'ouverture désirée. En effet, en présence de vidéo sur la base du transistor, celui-ci est conducteur et en l'absence de vidéo il est bloqué. Les deux ouvertures sont rigoureusement l'une en face de l'autre. La grandeur des buts et leur position verticale sont réglables à partir du SN 76427.

Une autre solution pour avoir une ouverture dans le mur généré par le SN 76425 est de relier directement la broche 10 de celui-ci à la broche 10 du SN 76427 **(fig. 44)**. Ce montage est celui préconisé par le constructeur. Une ouverture apparaît sur le mur de gauche, elle est située vers la partie

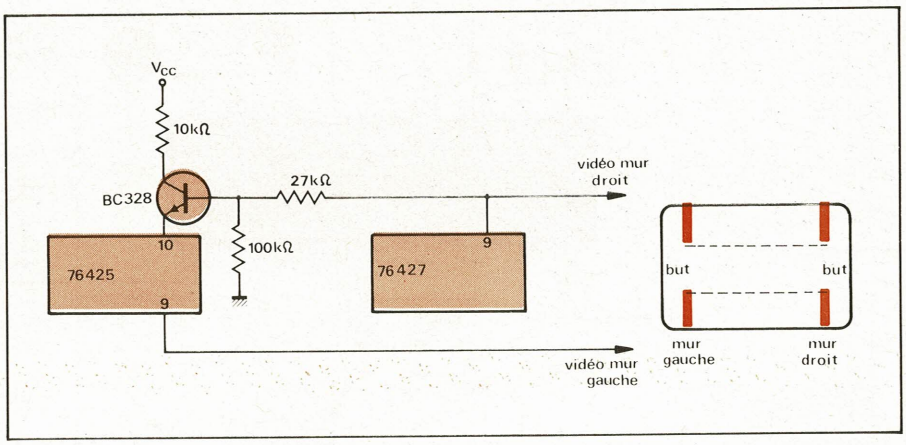


Fig. 43

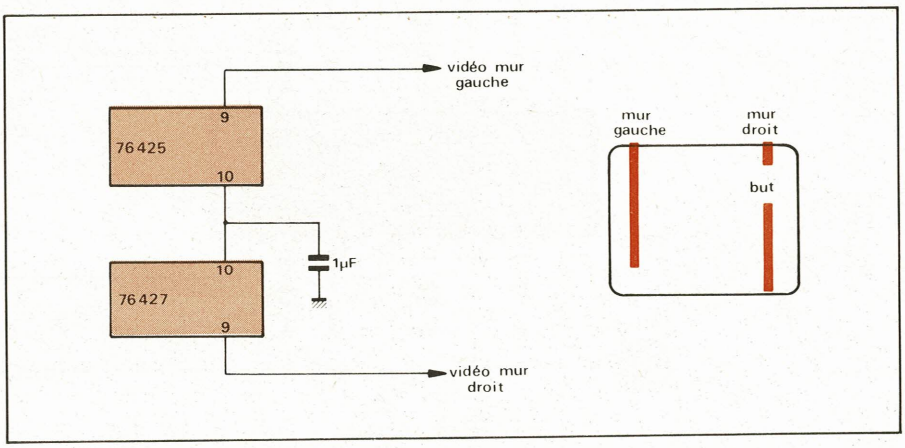


Fig. 44

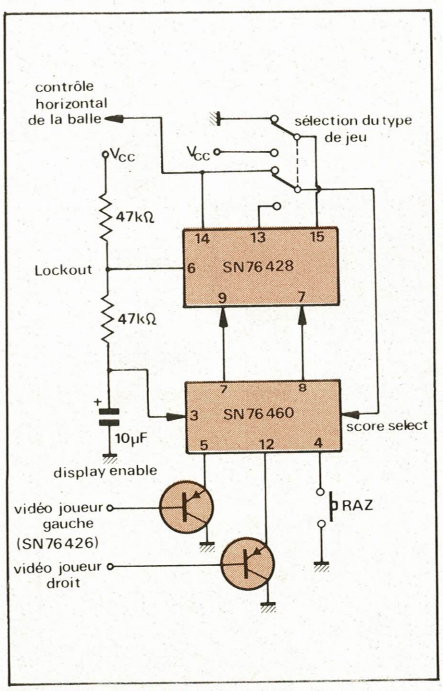


Fig. 45

basse de l'écran. Il n'est pas possible de déplacer une ouverture par rapport à l'autre.

Tout ce qui est possible est un déplacement d'ensemble des ouvertures dans ce sens vertical grâce au SN 76427. Bien sûr, dans tous les cas, les déplacements horizontaux indépendants les uns des autres sont possibles.

Affichage du nombre de points

Le circuit générant l'affichage du nombre de points est le SN 76460 (ou SN 76462). C'est un circuit en technologie I^2L dont les entrées vidéo gauche et droite ne sont pas compatibles avec la TTL « Low Power ». Le circuit d'interface le plus simple est un transistor PNP, BC 214 (ou équivalent) monté comme l'indique la **figure 45**.

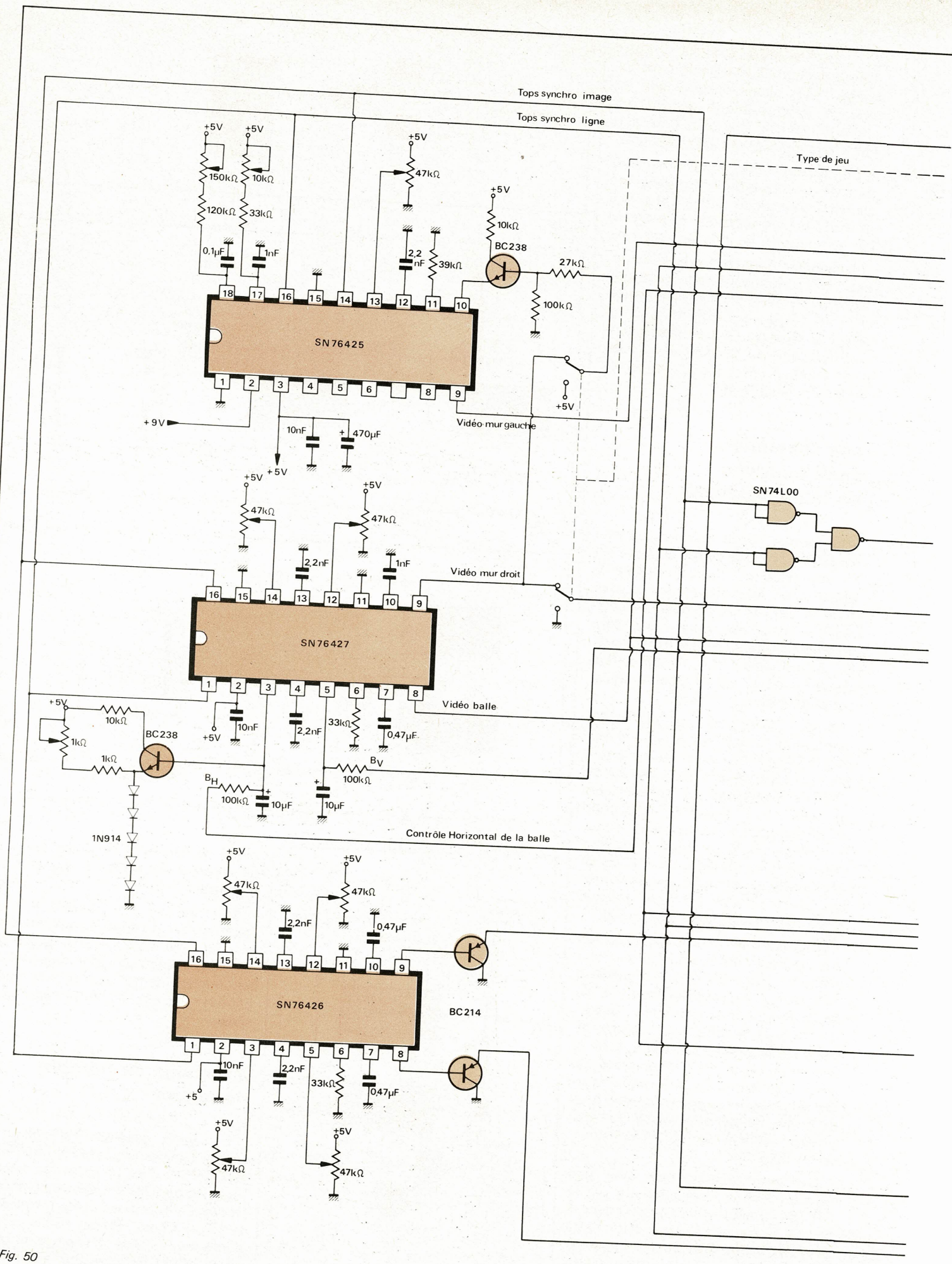

Tops synchro image
Tops synchro ligne
Type de jeu
+5V
150kΩ
10kΩ
120kΩ
33kΩ
0,1µF
1nF
47kΩ
2,2 nF
39kΩ
BC238
27kΩ
100kΩ
SN76425
+9V
10nF
470µF
Vidéo mur gauche
SN74L00
SN76427
2,2nF
Vidéo mur droit
Vidéo balle
1kΩ
33kΩ
0,47µF
BV
100kΩ
BH
10µF
1N914
Contrôle Horizontal de la balle
SN76426
BC214

Fig. 50

toire de la direction verticale de la balle est perdu lorsque celle-ci rencontre un joueur. N'oublions pas que le SN 76423 prend en considération les vidéo-joueurs droit et gauche pour contrôler la direction verticale de la balle. Dans le cas du montage proposé les broches 12 et 13 jouent seulement le rôle d'entrée pour les vidéo-joueurs.

Lorsque la tension appliquée sur la broche 3 du SN 76427 est nulle, la vidéo-balle se trouve au voisinage d'un top de synchro-ligne sur le côté gauche de l'image, tandis que si cette tension croît, la balle se déplace vers la droite. Pour une tension de l'ordre de 3,6 V il y a coïncidence entre la vidéo-balle et un top de synchro-ligne ; si elle dépasse 3,6 V, cette vidéo disparaît complètement. Le cas peut se présenter ici puisque cette tension fournie à partir du SN 76428 peut atteindre 4,5 V. Or, la présence de la vidéo-balle est obligatoire pour ce type d'engagement. Pour rendre efficace l'engagement manuel du côté droit, il faut empêcher la tension d'attaque de la broche 3 du SN 76427 de dépasser 3,6 V. C'est ce qui est réalisé par le montage de la **figure 49**.

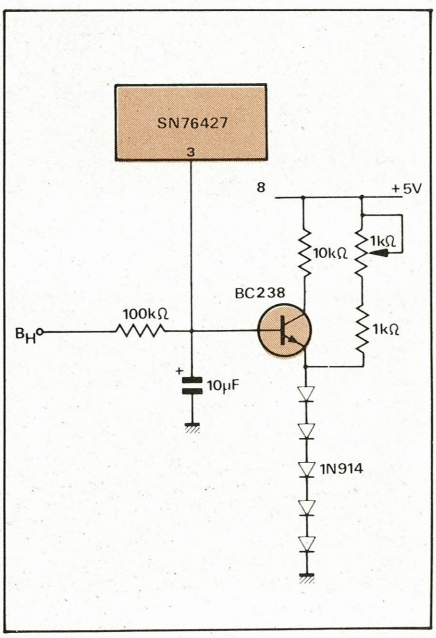


Fig. 49

La tension émetteur du transistor est fixée à 3 V à l'aide de cinq diodes 1N 914 montées en série et polarisées par une résistance de 1 kΩ suivie par un potentiomètre de même valeur dont le rôle est de régler finement cette tension. Tant que la tension sur la base du transistor est inférieure à 3,6 V (3 V des diodes + 0,6 V de V_{BE}) celui-ci est bloqué, ce qui n'altère pas la charge du condensateur et par suite la vitesse de la balle. Lorsque cette tension atteint 3,6 V le transistor devient conducteur et son potentiel de base ne peut plus évoluer.

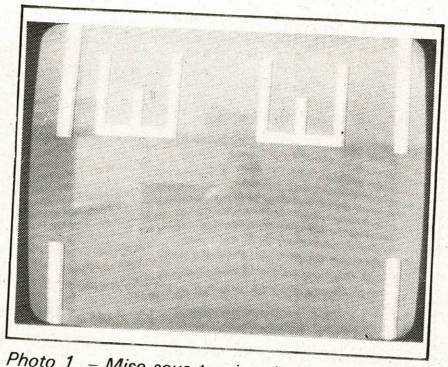


Photo 1. – Mise sous tension du circuit de jeux.

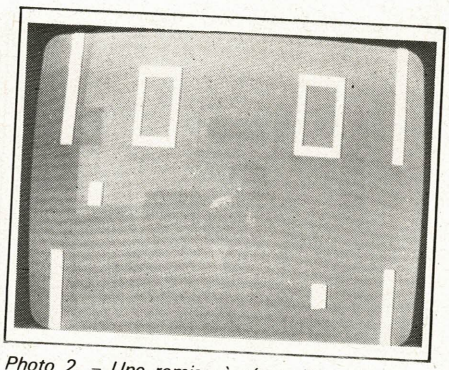


Photo 2. – Une remise à zéro valide les vidéo joueurs.

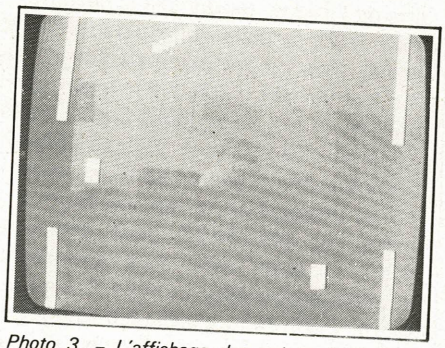


Photo 3. – L'affichage des points disparaît, le match s'engage.

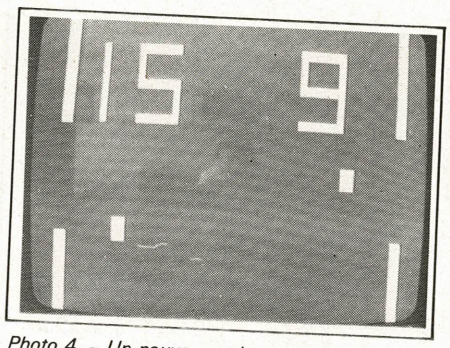


Photo 4. – Un nouveau point a été marqué.

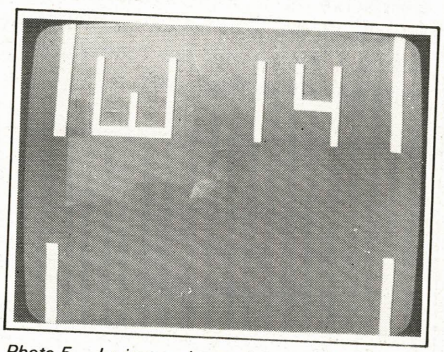


Photo 5. – Le joueur de gauche a gagné, les vidéo joueurs ne sont plus validées.

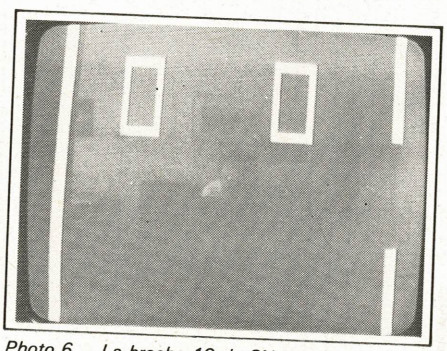


Photo 6. – La broche 10 du SN 76425 est reliée à V_{CC} par une résistance de 10 kΩ.

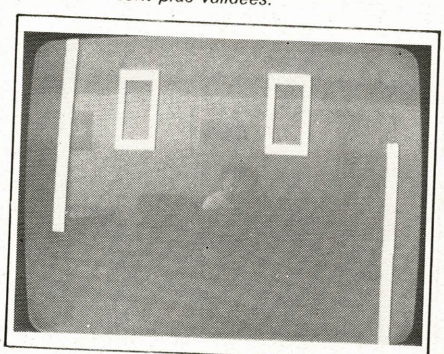


Photo 7. – Les broches 10 des SN 76425 et SN 76427 sont câblées ensembles avec un condensateur de 1 µF à la masse.

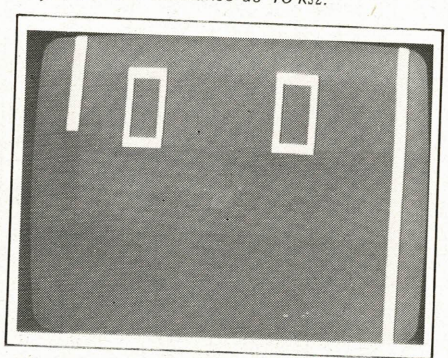


Photo 8. – Même câblage que pour la photo 7 mais décalage de l'ensemble vers le haut.

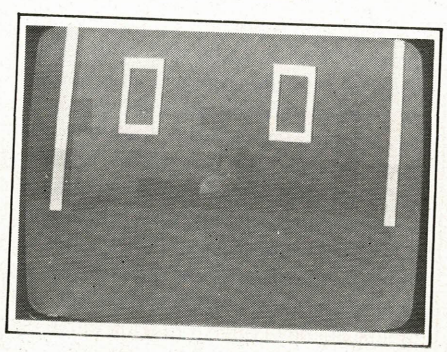


Photo 9. – Le transistor est branché sur la broche 10 du SN 76425 (cas des photos 1 à 5). Décalage de l'ensemble vers le bas.

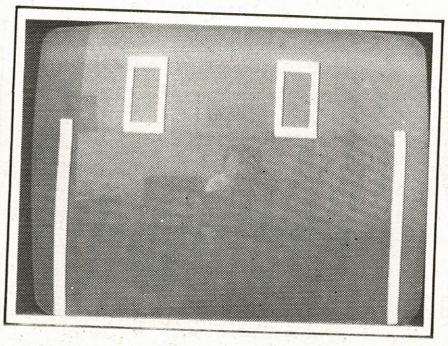


Photo 10. – Mêmes conditions que pour la photo 9, avec décalage vers le haut.

Exemples d'application

La **figure 50** montre le schéma complet du montage pour un jeu de foot-ball et un jeu de pelote basque. Un commutateur quatre positions détermine le mode d'engagement, un commutateur deux positions le type de jeu. Un jeu de tennis peut être obtenu si les vidéo murs ne sont pas appliquées sur le SN 76428. D'autres jeux sont également possibles, par exemple un jeu à quatre joueurs en utilisant deux SN 76426 et en combinant leurs signaux vidéo à l'aide de portes OU. Un jeu à plusieurs balles demanderait l'emploi de plusieurs SN 76427, SN 76428, et SN 76423. Un jeu de flipper peut être envisagé, en commandant le déplacement des joueurs sur deux positions à l'aide de boutons poussoirs, en retenant pour le contrôle de la direction horizontale de la balle celui du jeu du type foot-ball, en utilisant l'engagement manuel à droite et automatique à gauche. Dans ces conditions un compteur indiquera le nombre de points tandis que l'autre renseignera sur le nombre de balles mises en jeu. Différents murs fourniront des obstacles fixes.

La grande souplesse d'utilisation de ces circuits permet toutes sortes de réalisations, l'utilisateur ayant accès à un nombre élevé de signaux et de commandes. De tels jeux seraient incomplets sans bruitage ; celui-ci peut être facilement obtenu en pilotant des oscillateurs audio-fréquences associés à un haut-parleur par les signaux de contrôle de la position de la balle.

Claude GASTAUD
Maître-assistant à l'université
Pierre-et-Marie-Curie (Paris)

A travers la presse technique

Filtres actifs à gyrateurs

(Electronic Engineering)

Le remplacement d'une bobine par un circuit gyrateur doit être possible dans deux cas :

1) La bobine a un point à la masse (ou découplé vers la masse par un condensateur de valeur suffisante).

2) La bobine n'a aucun point à la masse, elle est « flottante ».

Ce deuxième cas exige, pour remplacer la bobine, un gyrateur dont les deux points de branchement soient isolés (en alternatif) de la masse.

Deux auteurs, **B. A. Bowles** et **T.U. Nelson,** proposent dans **Electronic Engineering** d'octobre 1977 un montage de filtre actif éliminateur de bande utilisant le circuit intégré TCA 580 constituant un gyrateur à points de branchement isolés de la masse.

Voici d'abord, à la **figure 1,** le schéma de branchement du circuit gyrateur ne nécessitant que 4 composants périphériques. Le TCA 580 est monté dans un boîtier « Dual in line » 16 broches dont le brochage est donné ci-dessous. On remarquera l'alimentation double nécessaire au fonctionnement du circuit.

1	NC
2	Point commun alim. (masse)
3	Branchement R_{g2}
4	Branchement C_g
5	Branchement R_{g1}
6	Sortie bobine flottante
7	NC
8	Branchement R_b
9	+ alim. positive
10	NC
11	Sortie bobine flottante
12	Branchement R_{g1} et R_b
13	Branchement C_g
14	Branchement R_{g2}
15	NC
16	– alim négative

La valeur de la bobine présente entre les bornes 6 et 11 du circuit est donnée par la relation :

$L_{6-11} = R_{g1} . R_{g2} . C_g$

qui est de la forme $L = R^2 . C$.

On prendra d'ailleurs souvent $R_{g1} = R_{g2}$.

Voici à la **figure 2** le schéma d'un filtre passif éliminateur de bande du cinquième degré.

A la **figure 3,** on donne l'équivalent de ce filtre équipé de gyrateurs pour remplacer les bobines.

A la sortie, on a placé un étage tampon (buffer) pouvant être réalisé avec un circuit courant du type μA 741 et sans aucun composant extérieur comme l'indique la **figure 4.**

Les caractéristiques définies au départ pour le filtre passif de la **figure 2** sont les suivantes :

– Perte d'insertion dans la bande passante inférieure à 0,05 dB.

– Atténuation dans la bande éliminée supérieure à 55 dB.

– Fréquence maximum de la bande passante $F_p = 138,6$ Hz.

– Fréquence minimum de la bande éliminée $F_s = 277,2$ Hz.

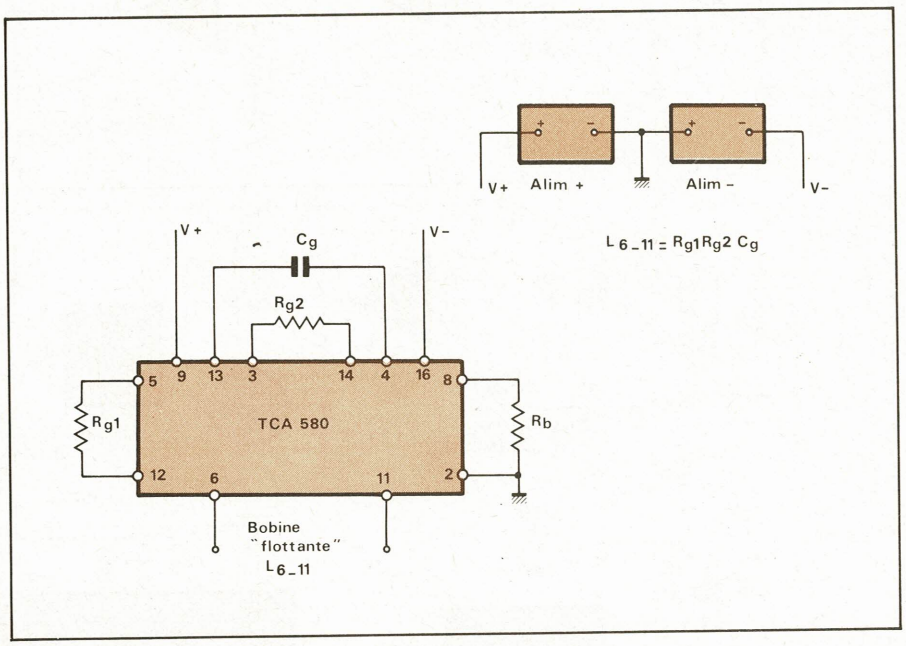


Fig. 1

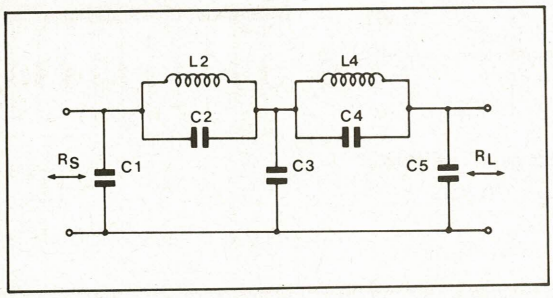


Fig. 2

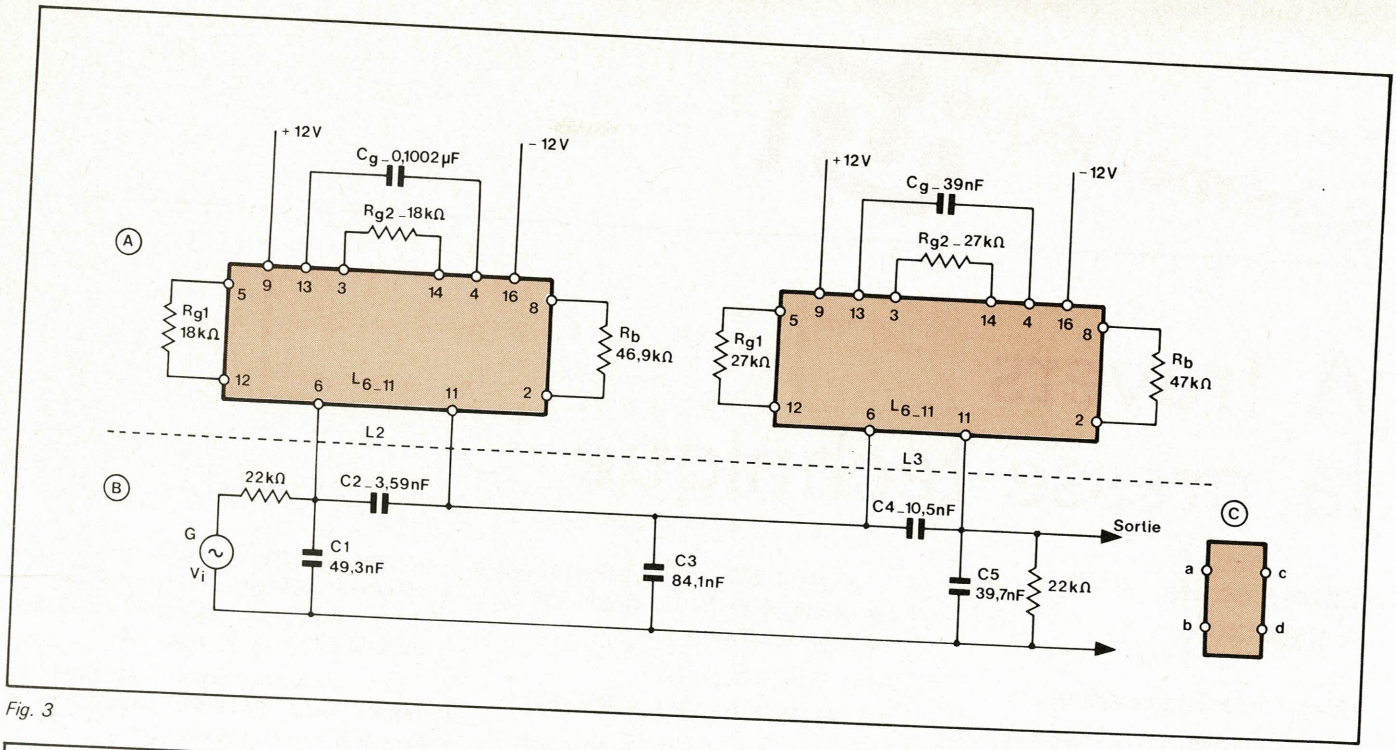

+ 12V
Cg - 0,1002µF
- 12V
Rg2 - 18kΩ
A
Rg1 18kΩ
Rb 46,9kΩ
L6_11
L2
B
22kΩ
C2 - 3,59nF
G
Vi
C1 49,3nF
C3 84,1nF
+12V
Cg - 39nF
-12V
Rg2 - 27kΩ
Rg1 27kΩ
Rb 47kΩ
L3
C4 - 10,5nF
Sortie
C5 39,7nF
22kΩ
C
a
b
c
d

Fig. 3

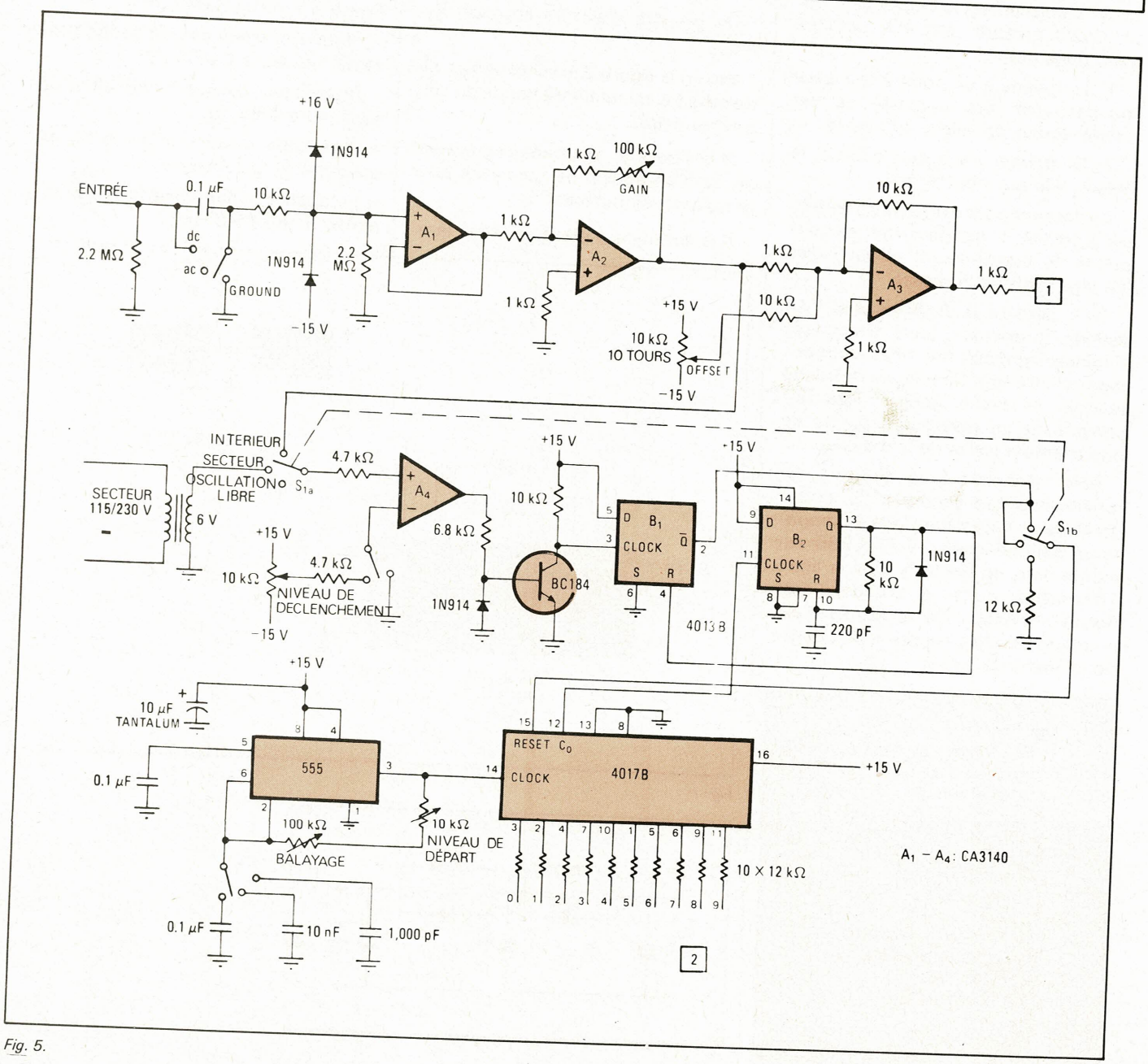

+16 V
1N914
ENTRÉE
0.1 µF
10 kΩ
2.2 MΩ
dc
ac
GROUND
1N914
2.2 MΩ
-15 V
A1
1 kΩ
100 kΩ
GAIN
A2
1 kΩ
1 kΩ
10 kΩ
A3
1 kΩ
1
+15 V
10 kΩ
10 TOURS
OFFSET
-15 V
10 kΩ
1 kΩ
INTERIEUR
SECTEUR
OSCILLATION LIBRE
S1a
4.7 kΩ
A4
SECTEUR 115/230 V
6 V
+15 V
10 kΩ
4.7 kΩ
NIVEAU DE DECLENCHEMENT
-15 V
6.8 kΩ
1N914
BC184
10 kΩ
B1
CLOCK
S
R
+15 V
B2
4013 B
10 kΩ
1N914
220 pF
S1b
12 kΩ
10 µF TANTALUM
555
0.1 µF
100 kΩ
BALAYAGE
10 kΩ
NIVEAU DE DÉPART
RESET C0
CLOCK
4017B
+15 V
10 X 12 kΩ
A1 - A4 : CA3140
0.1 µF
10 nF
1,000 pF
2

Fig. 5.

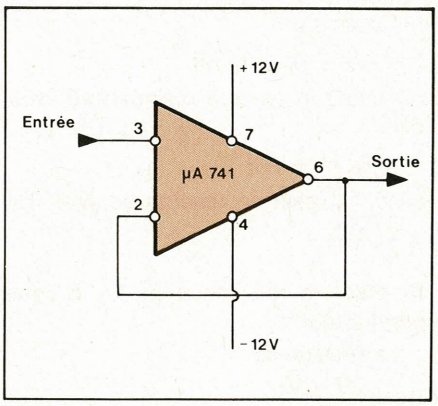


Fig. 4

Ces exigences conduisent aux valeurs suivantes :

C_1 = 49,30 nF
C_2 = 3,59 nF
L_2 = 32,46 H
C_3 = 84,10 nF
C_4 = 10,50 nF
L_4 = 28,43 H
C_5 = 39,70 nF.

Vérifions, pour le montage à gyrateur de la **figure 3**, les valeurs des bobines par la formule définie précédemment.

Pour la première section du filtre, on a $R_{g1} = R_{g2} = 18\ k\Omega$ et $C_g = 0{,}1002\ \mu F$. On trouve :

$L_{6-11} = 18.10^3 \times 18.10^3 \times 0{,}1002\ 10^{-6} = 32{,}4648$ H

valeur conforme à celle de L_2 dans le filtre passif.

De même pour la seconde section, on trouve :

$L_{6-11} = 28{,}431$ H

On obtient avec le montage à gyrateur une atténuation de 80 dB par octave.

Ecran à LED remplaçant un tube cathodique

(Electronics)

Le remplacement d'un tube cathodique par un écran composé de diodes électroluminescentes en nombre suffisant (10 x 10 = 100 par exemple) peut rendre de grands services dans un certain nombre d'applications où la définition peut rester modeste. Les avantages d'un tel circuit sont la simplicité, l'économie, la légèreté et la miniaturisation.

L'appareil proposé par **Vernon Boyd** dans **Electronics** du 24 novembre 1977 est construit selon le schéma de la **figure 5**, tandis que l'écran, ou plus précisément le tableau de 100 LED ainsi que certains organes de commande sont montés selon la **figure 6**. L'aspect réel de l'écran est représenté à la **figure 7**.

Avec 10 barres de 10 LED, on obtient une définition de 10 % dans les 2 directions X et Y.

L'entrée de l'appareil est similaire à celle d'un oscilloscope d'impédance 2,2 MΩ.

L'oscillateur d'horloge est réalisé à l'aide d'un circuit intégré du type 555 et fonctionne à une fréquence maximum de 10 kHz (en 3 gammes) réglable par 2 potentiomètres en série, l'un de déviation (sweep) de 100 kΩ et l'autre comme limiteur de la bande d'oscillation de 10 kΩ. La fréquence obtenue est de l'ordre de 1/R.C.

La sortie du 555 (point 3) alimente

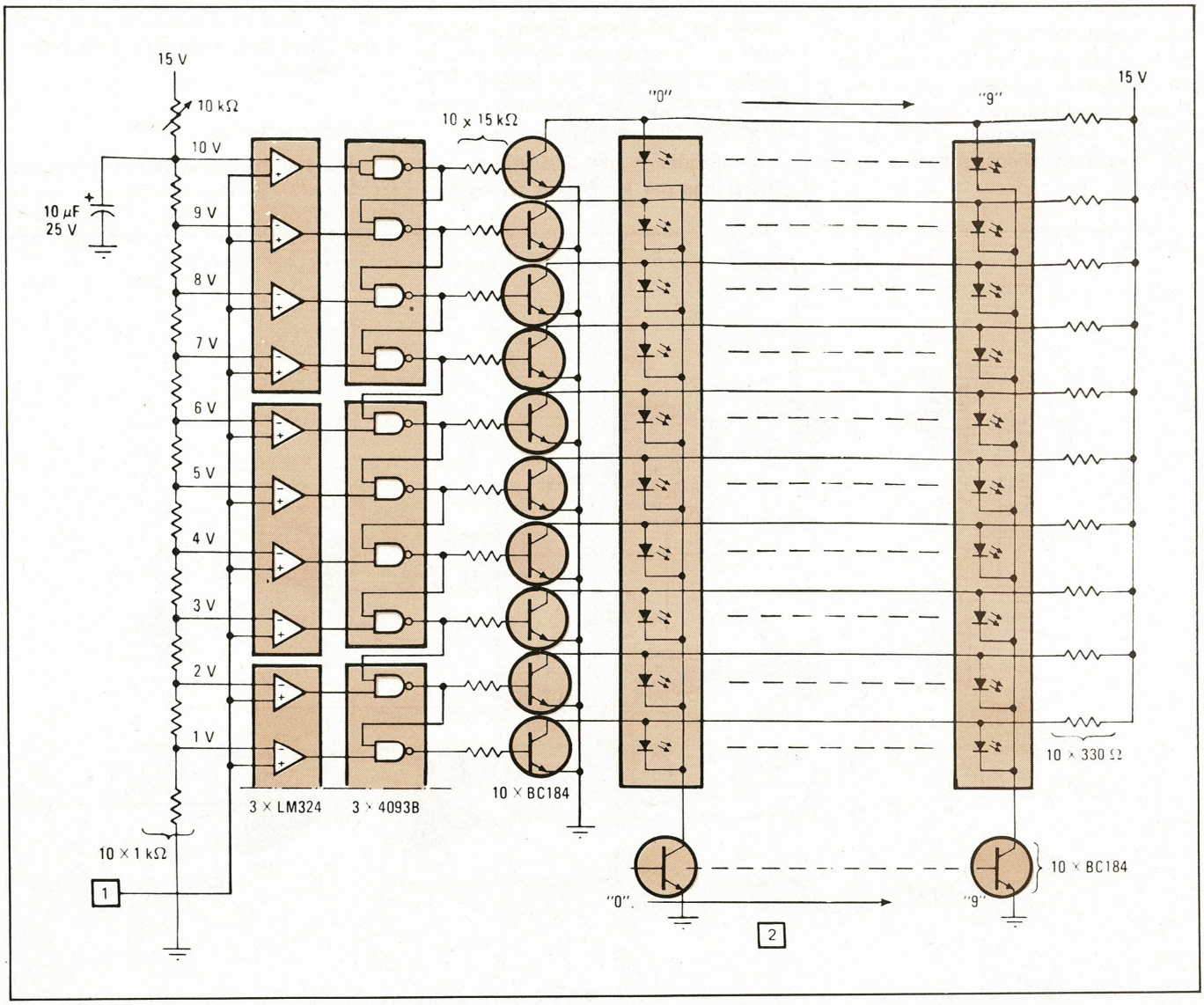


Fig. 6

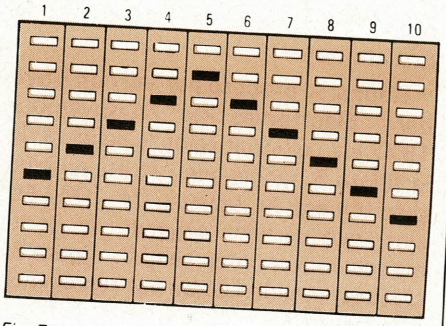


Fig. 7

un circuit du type 4017 monté en compteur de Johnson.

Pendant chaque balayage, le 4017 avance à un rythme commandé par le 555 et sensibilise chaque barre de LED. Les éléments A_4, B_1 et B_2 synchronisent le compteur au rythme du balayage. Le reste du schéma ne nécessite pas d'explication particulière.

On pourra utiliser par exemple des barres de 10 LED du type DD 106 de chez I.T.T. (lumière verte) afin de simplifier le câblage.

Autres articles

Dans le même numéro d'Electronics (24 novembre 1977), nous avons lu avec intérêt les articles suivants : Vidicons infrarouges de Thomson-CSF ; détermination simplifiée des circuits accordés en cascade à l'aide d'une calculatrice programmée HP 97 ; étude sur les têtes d'enregistreurs vidéo japonais.

Générateur de tensions triangulaires à multiplicateur de capacité

(Electronics)

Le montage dont le schéma est donné à la **figure 8** est dû à **A.D. Teckchandani** de Faridabad (Inde). La description de cet appareil a paru dans **Electronics** du 30 mars 1978. Voici une analyse résumée de cet article.

Dans de nombreux générateurs, on obtient les limites des gammes dans un rapport 1 à 100 en utilisant la méthode classique de charge et décharge d'un condensateur fixe à courant constant.

Si l'on désire un rapport de fréquences de 500 ou plus, on utilise un multiplicateur de fréquence.

De cette façon, on peut faire varier également la capacité, de sorte que la fréquence du signal obtenu soit une fonction du type $f = Ki/C$.

L'analyse du schéma permet de voir que les sources de courant sont constituées par les étages à semi-conducteurs A_1, Q_1 et Q_2 qui contribuent au régime d'oscillation du circuit 555 monté en trigger de Schmitt et servant de double comparateur.

La fréquence de l'oscillation est déterminée par les étages Q_1 et A_2.

On a :

$f = 1{,}5\ i/VC = i/3{,}6$

où V est la tension d'alimentation du 555.

$C = C_o\ (1 + A_V)$

avec A_V (gain en tension de A_2)

$= \dfrac{4700}{47 + R_f}$

R_f étant la résistance de Q_2 à l'état conducteur.

La résistance

$R_1 = \dfrac{10 - V_1}{2\ R}$

détermine la valeur du courant.

La résistance R_f dépend de la tension apparaissant sur la porte de Q_3. Toutefois, lorsqu'il y a amplification dans la boucle de contre-réaction A_2–Q_3, la capacité effective à la sortie de Q_1 augmente jusqu'à $A_V.C_o$, C_o étant la capacité de sortie, ce qui est analogue à l'effet Miller.

La multiplication de fréquence est réglée par la variation de R_1.

On peut obtenir, avec ce montage, des signaux triangulaires dans une gamme de fréquences comprises entre 10 et 5 000 Hz environ, ce qui correspond à un rapport de 500, sans aucune commutation.

Autres articles

Dans le même numéro d'Electronics (30 mars 1978), nous avons relevé les

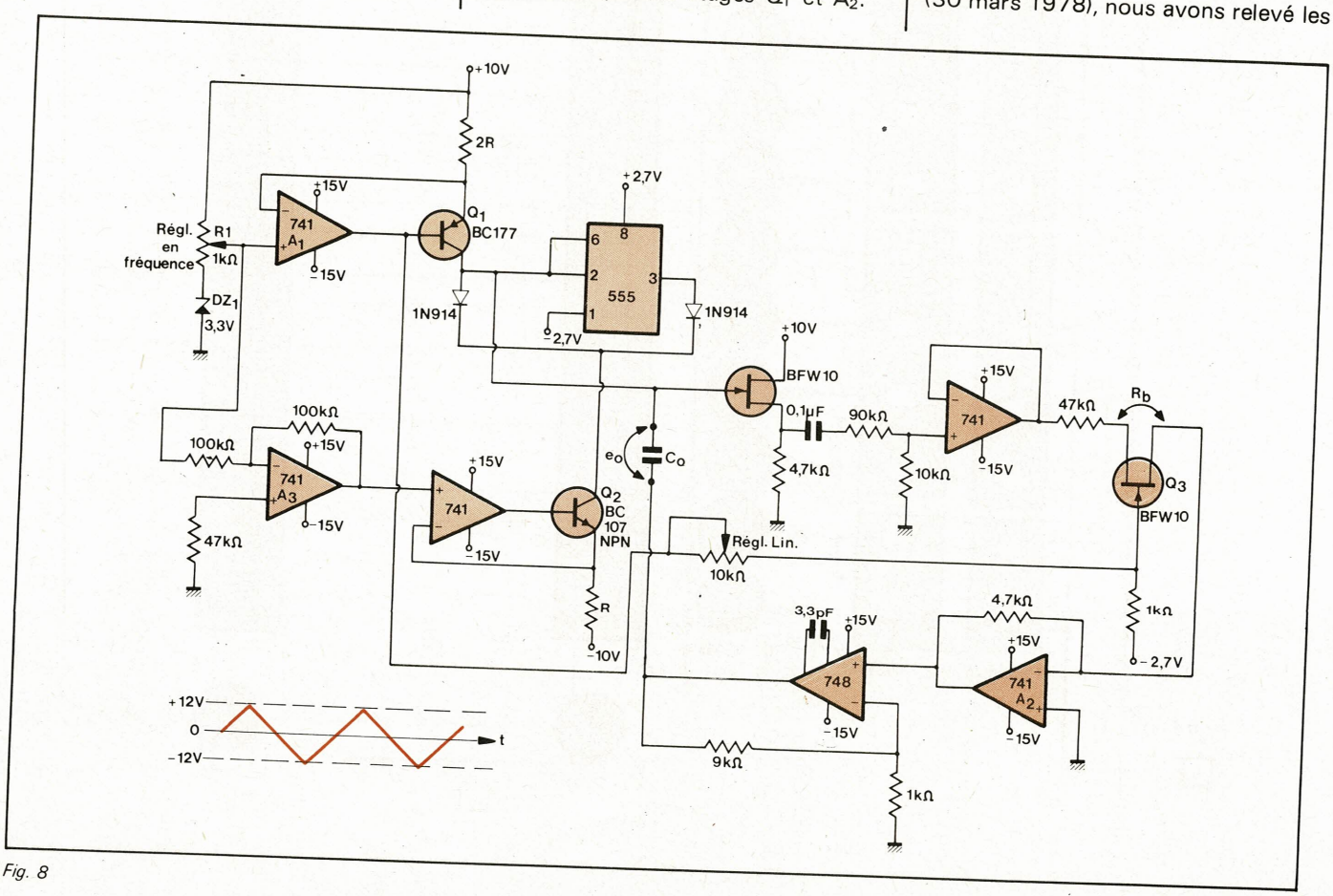


Fig. 8

articles suivants : mesures des fréquences et des temps ; les VMOS ; multiplicateur numérique ; diverses notes sur l'emploi de la calculatrice SR 52.

Un autre article, très intéressant, (page 83) étudie l'emploi dans les mesures de comparateurs et de temporisateurs.

Amplificateur pour écouteurs électrostatiques

(High Fidelity Designs)

Nous avons lu avec intérêt dans **High Fidelity Designs** (publié par **Wireless World)** la description de 25 montages B.F. Parmi celles qui ont retenu notre attention, voici l'analyse d'un amplificateur assez simple, proposé par **N. Pollock** de Sandrigham (Australie).

Le schéma de cet appareil est donné à la **figure 9**. Il peut fonctionner avec un casque à deux écouteurs.

On applique à l'entrée E le signal prélevé à la sortie « casque » d'un amplificateur. Cette sortie est généralement prévue pour un casque électrodynamique.

Les potentiomètres R_5 et R_6 règlent les tensions des collecteurs de Q_1 et Q_2 à la moitié de la tension d'alimentation.

Si les écouteurs électrostatiques ont une capacité supérieure à 150 pF, il faudra réduire les valeurs de R_2 et R_3 pour maintenir la même largeur de bande relevée sur la puissance de sortie. Il est alors indiqué d'utiliser des transistors de puissance munis de dissipateurs.

L'alimentation + 15 V appliquée au circuit LM 3900 N (point 14) doit être très bien filtrée.

La bande transmise, évaluée par rapport à la puissance de sortie, est de 10 Hz à 40 kHz (à – 3 dB).

La distorsion harmonique totale (presque entièrement en deuxième harmonique) et de 0,1 % à 50 volts crête-crête et de 1 % à 300 V_{C-C}

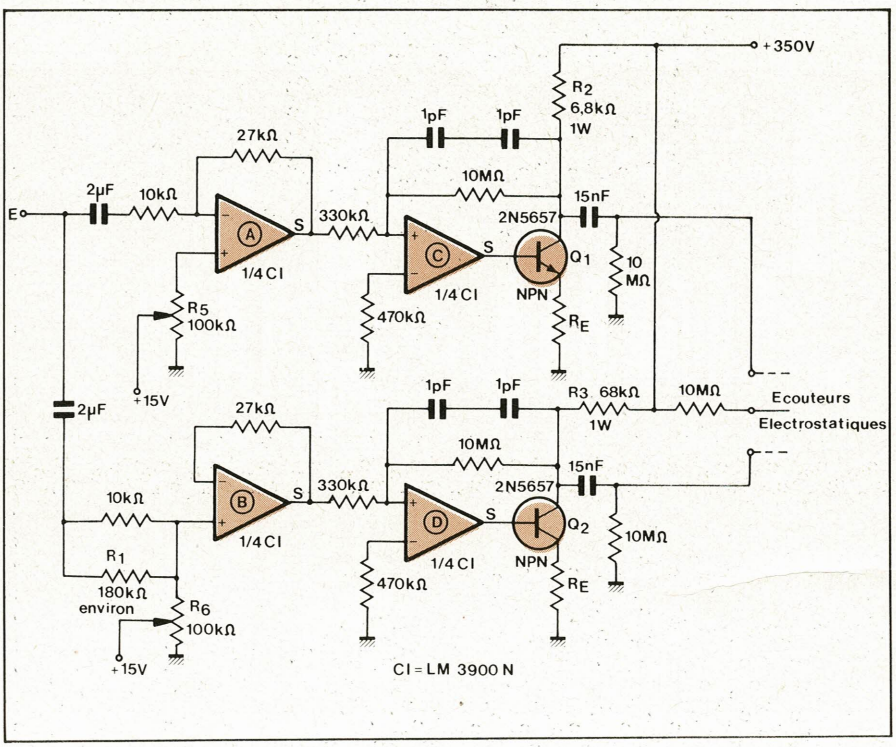


Fig. 9

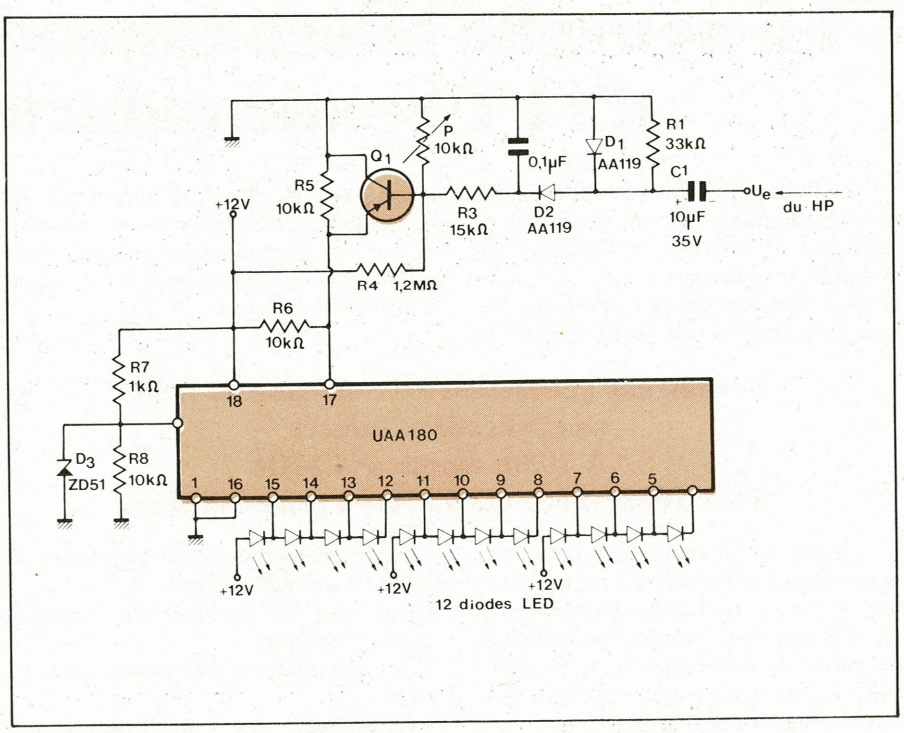


Fig. 10

Indicateur de sortie à diodes LED

(Funkschau)

Ce montage est dû à **Richard Rastetter** et proposé dans Funkschau (1978 – cahier 8 – page 134).

Comme on peut le voir à la **figure 10,** cet appareil utilise un transistor BC 557, un circuit intégré UAA 180 et douze diodes électroluminescentes.

L'entrée est réunie à la sortie 4 à 8 Ω d'un amplificateur de puissance.

La variation peut être de 26 dB.

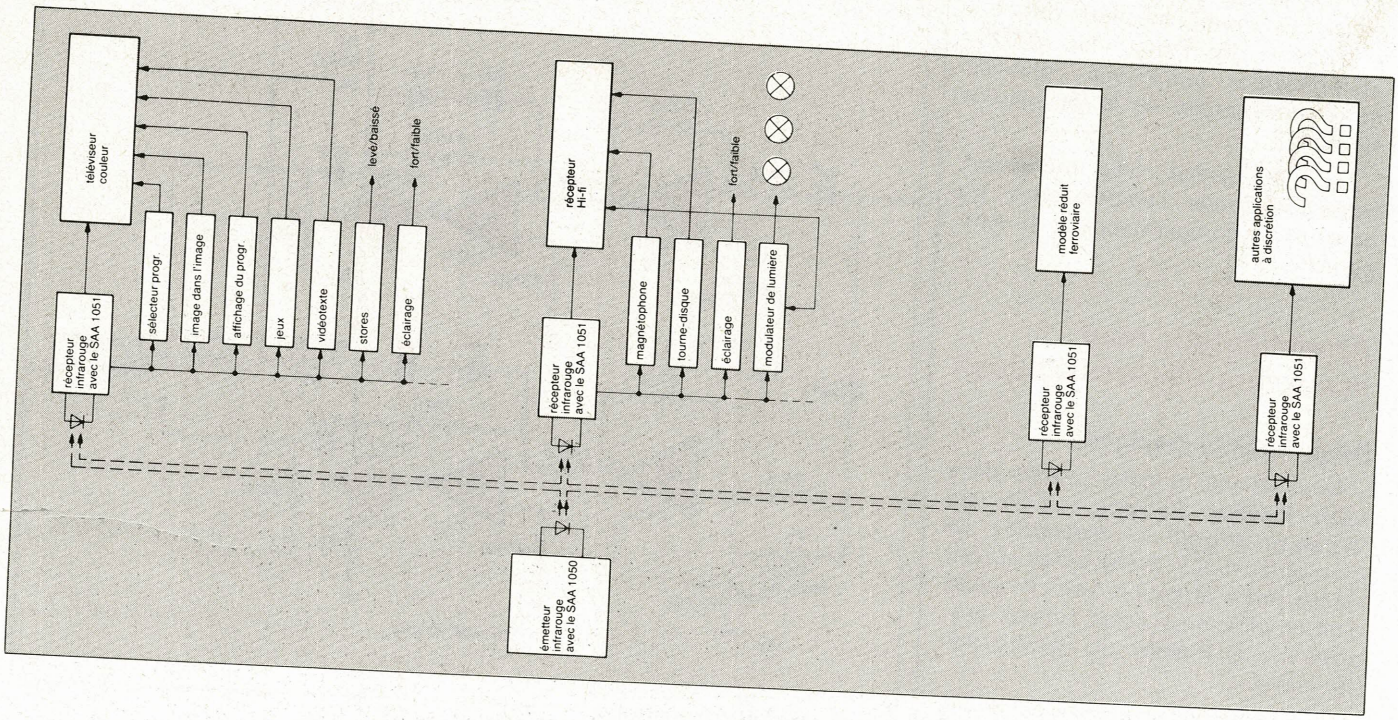
Grâce aux LED, on réalise une échelle de lecture lumineuse et à variation linéaire.

Le signal d'entrée, redressé par D_1 et D_2 est ensuite filtré par C_2 et transmis à la base de Q_1 qui l'amplifie et alimente par son collecteur l'entrée (point 17) du UAA 180.

Grâce au potentiomètre P de 10 kΩ, on pourra régler la tension appliquée au circuit intégré de façon à ce que la dernière LED commence à s'illuminer lorsque le signal commence à être limité.

La première LED s'illumine également. Elle sert d'indicateur de fonction lorsque le signal est présent. Le temps de réponse de cet indicateur peut être réglé en agissant sur la valeur de C_2.

F. JUSTER



La nouvelle télécommande infrarouge d'ITT Semiconducteurs...

...doit sa naissance à ceux qui nous ont fait confiance lorsque nous proposions, il y a 5 ou 6 ans, de remplacer les systèmes mécaniques à base de cables et de commutateurs par une transmission digitalisée à ultrasons à base de circuits MOS. Nous avions déjà la technologie adéquate et un marché ouvert à ce produit: plus de la moitié des téléviseurs télécommandés en sont équipés (en R.F.A.).

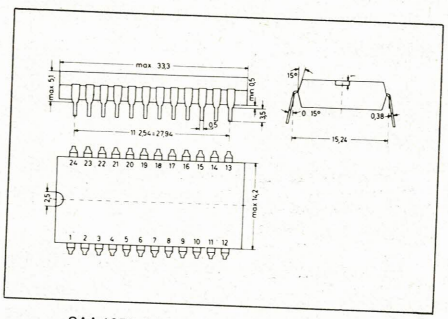
La nouvelle génération avec un concept riche en applications futures
SAA 1050: émetteur CMOS
SAA 1051: récepteur PMOS à grille Silicium

Nous avons persévéré dans cette voie et investi l'expérience acquise dans un système nouveau, extrêmement flexible et tenant compte des concepts en cours de développement: 64 commandes distinctes peuvent être envoyées sur 16 adresses différentes, soit un total de 1024 instructions à partir du même boîtier.

Voici quelques particularités:

– répertoire élargi (16 x 64 = 1024 instructions)
– consommation minimale de l'émetteur
– commande de plusieurs appareils au moyen d'un seul boîtier
– très peu de composants externes (quartz superflu)
– très grande immunité au bruit et perturbations
– transmission de 4 fonctions analogiques (par ex. volume, chrominance, luminosité, contraste)
– pas de blindage nécessaire pour le récepteur

Notre nouveau système, le plus évolué parmi les télécommandes à infrarouge, prévoit déjà les applications en cours de développement, telles que les jeux vidéo télécommandés, le vidéotexte et le télétexte, le terminal à domicile etc... Il est bien entendu possible de télécommander une chaîne Hi-fi, mais également d'autres agrégats comme les stores, l'éclairage d'ambiance et bien d'autres utilisations qu'il vous reste à découvrir.



SAA 1050, SAA 1051 en boîtier plastique D.I.L., poids 3,5 g env., dimensions en mm

N'hésitez pas à contacter soit notre spécialiste, Mr. Falleau au (1) 253 31 39 soit notre Service de documentation, 16 rue Emile Schwoerer, 68000 Colmar.

S.P.I. ITT
Département Semiconducteurs
INTERMETALL
1, avenue Louis Pasteur
F-92223 Bagneux

Semiconducteurs ITT

Analyse

Des chiffres récents indiquent de façon certaine une nette progression de l'emploi de la famille logique CMOS dans les domaines de l'industrie et du grand public. Les secteurs aéronautiques, spatiaux et militaires faisant aussi largement appel à cette technologie, on constate que la concurrence s'accentue régulièrement entre CMOS et TTL. En fait, c'est surtout dans le secteur informatique lourd que la pénétration de la logique CMOS reste de faible importance. Dans ce domaine, la TTL - LS (Schottky à faible consommation) reste le meilleur compromis consommation - rapidité. Les circuits associés aux microprocesseurs, quant à eux, s'accommodent fort bien de la CMOS, étant donné leur vocation surtout industrielle.

Les utilisateurs de circuits logiques ont très vite compris les avantages manifestes de cette famille au point de vue consommation : les ampères ont cédé la place aux milliampères, simplifiant ainsi d'autant les circuits d'alimentation. Le choix de la famille CMOS se confirme si l'on considère que la rapidité de ces circuits est très suffisante pour les applications industrielles et domestiques courantes.

La famille logique CMOS et son utilisation

Les principes de base de la technologie CMOS :

Il est actuellement de première importance de connaître parfaitement les principes de fonctionnement des transistors MOS, non seulement à cause de leur emploi dans les circuits logiques, mais également du fait de l'introduction des dispositifs de puissance VMOS, appelés à court terme à devenir les composants d'interface idéaux entre circuits logiques CMOS et circuits d'utilisation de forte puissance.

On peut définir la famille CMOS (ou MOS complémentaire) comme une famille logique à rapidité moyenne, les fréquences de fonctionnement ne pouvant guère dépasser 25 MHz. Plusieurs raisons expliquent le succès de la CMOS dans de nombreux domaines, succès stimulé par les importantes économies introduites par l'emploi de cette famille :

1) La dissipation de puissance des circuits CMOS est normalement située 2 à 3 ordres de grandeur en dessous de celle des circuits bipolaires. Ceci permet d'augmenter dans de larges proportions la densité de composants sur des chips de grandes dimensions sans rencontrer de limitation de caractère thermique. Cette porte ouverte sur l'intégration à très grande échelle est un avantage prépondérant de la CMOS.

2) Le fonctionnement des circuits CMOS est intrinsèquement simple et peu délicat, ce qui n'est pas sans intérêt lorsque la complexité des fonctions réalisées devient importante.

Si la famille CMOS concurrence sérieusement la TTL dans de nombreux domaines, elle contribue de plus à l'ouverture de champs d'applications qui lui sont propres, et auxquels nulle autre famille ne pourrait s'adapter, comme par exemple les circuits de montres et pendulettes.

Dans le domaine grand public, les circuits CMOS pénètrent dans les produits d'usage courant, et même dans les jouets.

L'avantage déterminant que consti-

tue dans tous ces domaines la faible dissipation des circuits CMOS ne doit pas faire oublier les autres caractéristiques fort appréciables de cette famille logique, à savoir :

3) Une seule source d'alimentation nécessaire.

4) Fonctionnement assuré pour la majorité des circuits entre 3 volts et 18 volts d'alimentation.

5) Excellente immunité au bruit (30 % de la tension d'alimentation).

6) Sortance extrêmement élevée (plus de 50 entrées CMOS par sortie)

L'étude détaillée des principes sur lesquels repose la conception des circuits CMOS va montrer ici les raisons de ces intéressantes possibilités.

Les circuits CMOS sont constitués uniquement de transistors MOS à enrichissement réalisés par diffusion sur un chip de silicium monolithique. L'absence de diodes, résistances, ou transistors bipolaires simplifie énormément la réalisation des chips autorisant ainsi une haute densité d'intégration et des coûts de production extrêmement réduits.

Les **figures 1** et **2** permettent de juger de la simplicité de réalisation des transistors MOS à canal P et N mis en jeu. Ces transistors sont des dispositifs « unipolaires », ce qui signifie que leur fonctionnement est basé sur la circulation d'un seul type de porteur (trous pour le MOS à canal P et électrons pour le MOS à canal N).

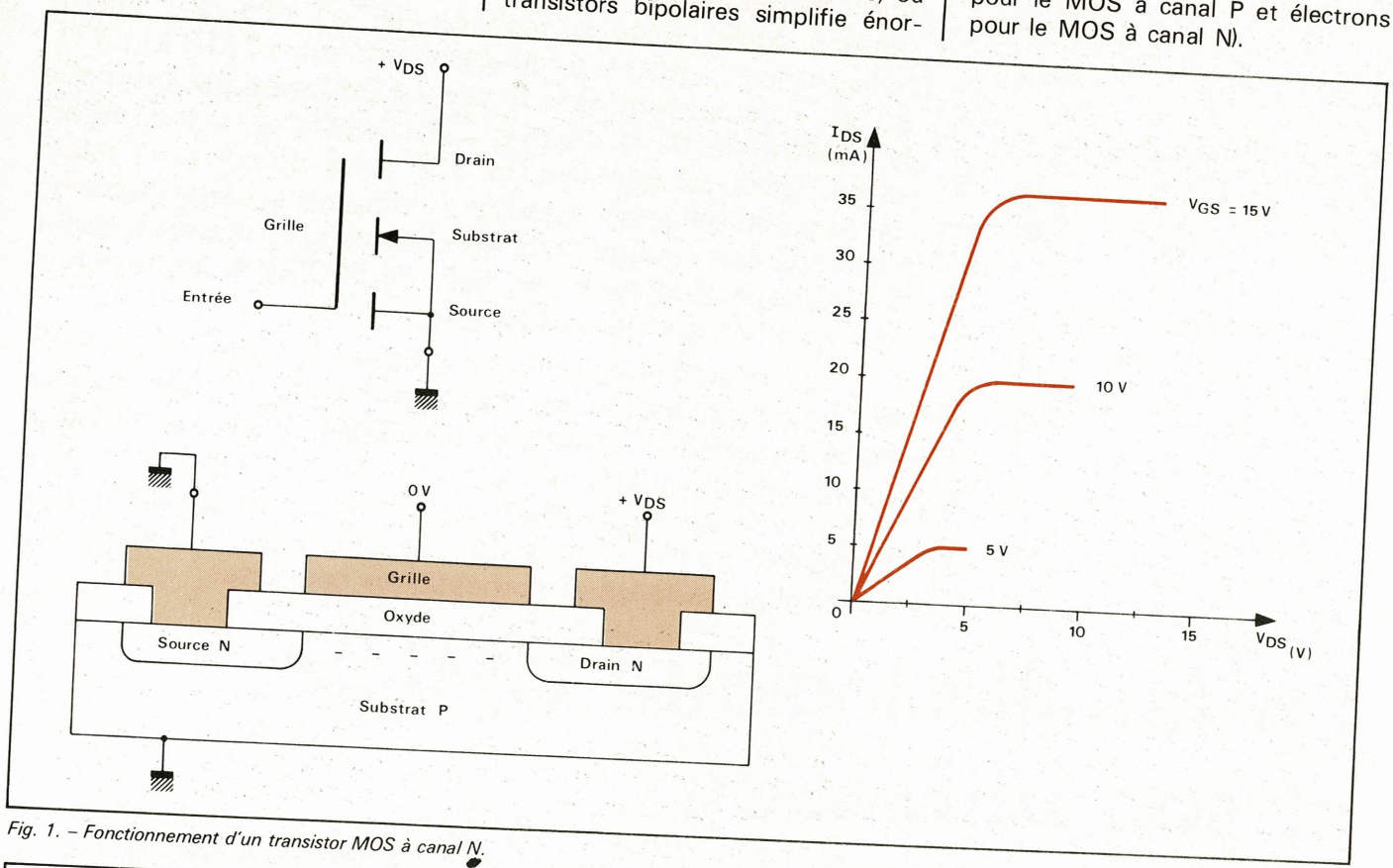


Fig. 1. – Fonctionnement d'un transistor MOS à canal N.

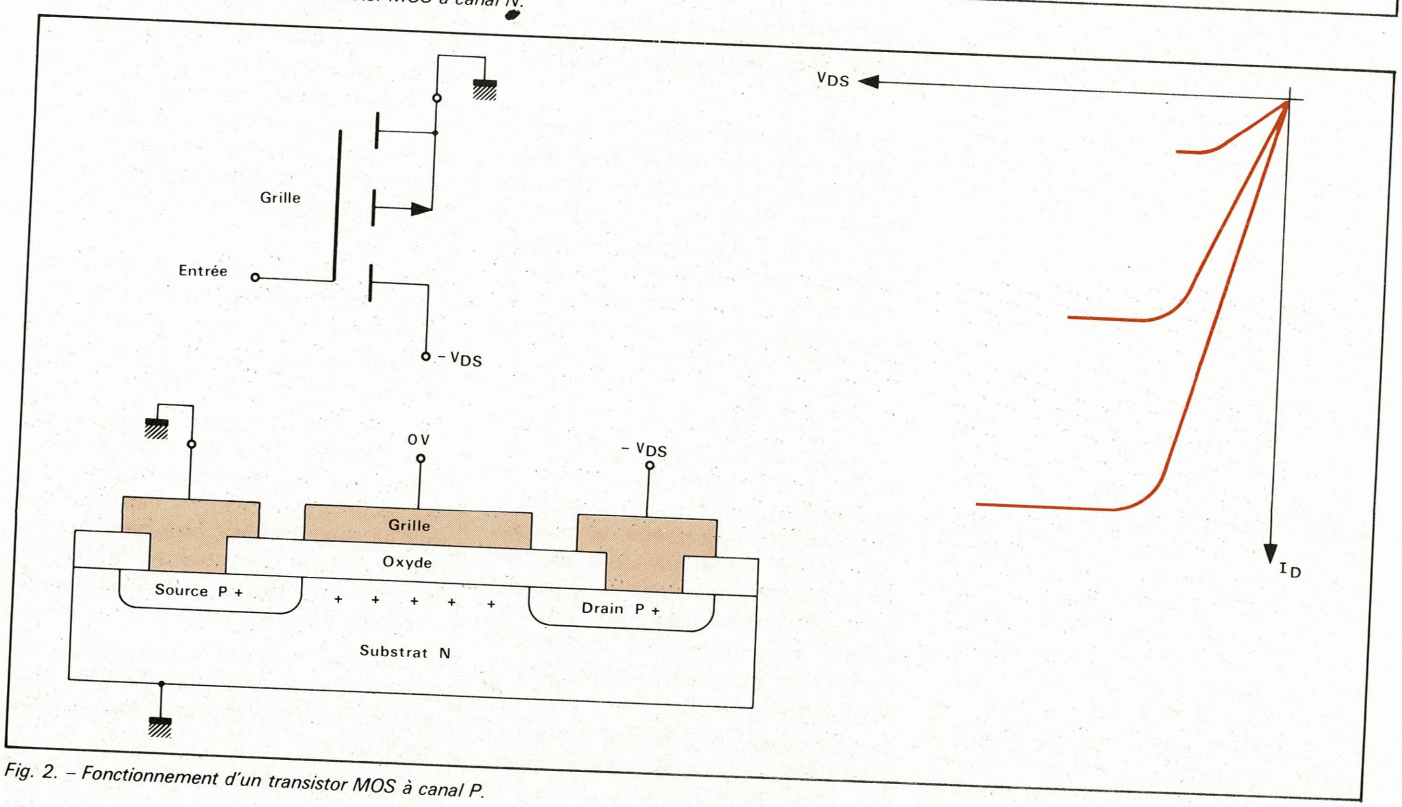


Fig. 2. – Fonctionnement d'un transistor MOS à canal P.

Dans les circuits logiques CMOS, le substrat et la source du MOS à canal N sont généralement connectés ensemble au potentiel le plus négatif (V_{SS}). En l'absence de tension entre grille et source, les deux zones diffusées N + sont électriquement isolées entre elles et le transistor ne conduit pas. A mesure que la tension de grille devient plus positive, une couche d'inversion de type N commence à se former à la surface du silicum séparant la source du drain. Lorsque la tension de seuil V_{TN} est atteinte, la couche d'inversion commence juste à relier source et drain permettant ainsi à une conduction de s'amorcer.

Le fonctionnement du MOS à canal P est exactement l'inverse, la source et le substrat étant connectés ensemble au potentiel le plus positif (VDD). C'est une tension de grille négative qui provoque la création d'une couche d'inversion (ou canal) de type P.

On notera la similitude de fonctionnement entre ces transistors MOS et les tubes triode. Les courbes caractéristiques des **figures 1 et 2** sont d'ailleurs semblables à celles de tels tubes à vide, dont les MOS conservent également la forte impédance d'entrée. En effet, l'électrode de grille se trouve isolée de la région source-drain par une couche diélectrique d'oxyde. De ce fait, et contrairement à ce qui se produit dans les transistors FET à jonctions, la résistance d'entrée, qui atteint facilement 10^{12} Ω, n'est pas affectée par le sens de la polarisation de grille. De même, le très faible courant de fuite qui existe entre grille et source reste assez peu sensible en température.

Les **figures 3 et 4** donnent quelques détails sur la réalisation technologique des circuits logiques CMOS, en montrant les procédés utilisés par Motorola pour obtenir des inverseurs CMOS conformes aux schémas équivalents de la **figure 5**.

Deux procédés principaux sont utilisés pour la production de masse des circuits intégrés CMOS :

– Grille métallique (aluminium) **(fig. 3)** :

La fabrication commence par la diffusion d'une zone P dans un substrat de type N. Dans cette zone sont réalisées des régions de source et de drain, de type N+, formant ainsi le MOS à canal N de la paire complémentaire. Les zones P+ représentant drain et source du MOS à canal P sont réalisées directement dans le substrat. La connexion de grille est réalisée par métallisation à l'aluminium.

– Grille au silicium **(fig. 4)** :

Le procédé diffère beaucoup de celui précédemment décrit : en pre-

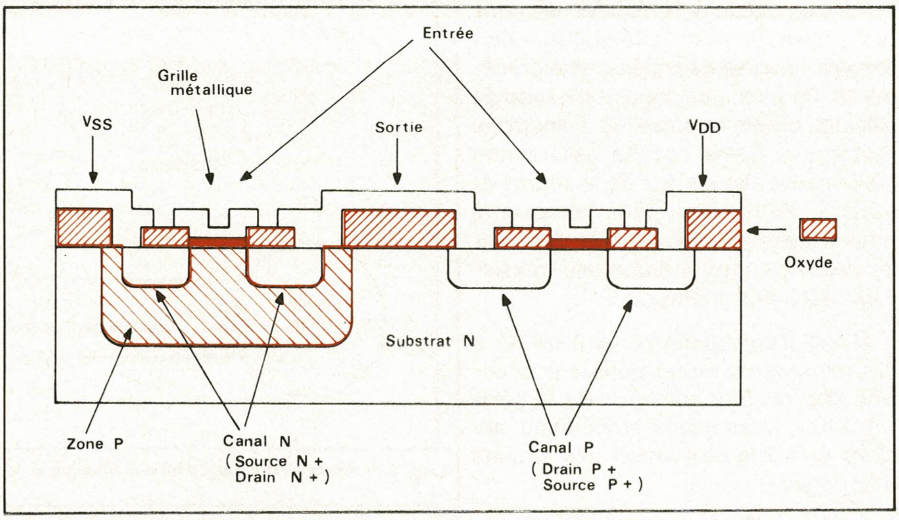


Fig. 3. – Réalisation d'un inverseur à grille d'aluminium.

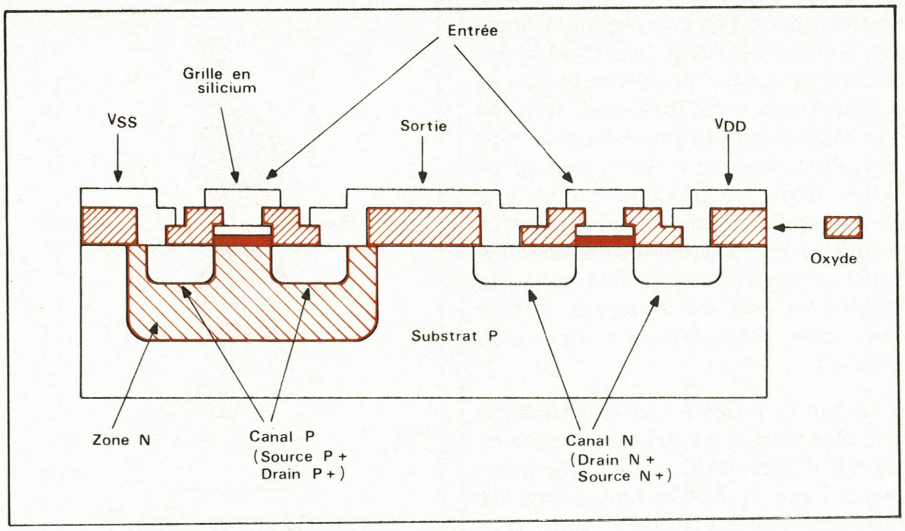
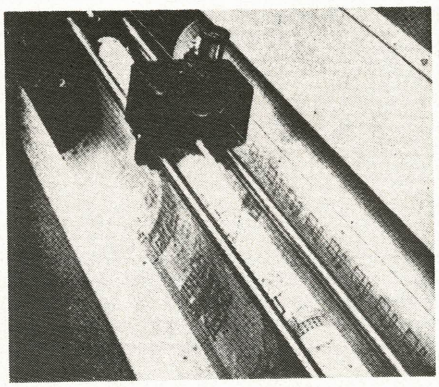


Fig. 4. – Réalisation d'un inverseur à grille de silicium.



Trois étapes de la fabrication des circuits intégrés CMOS :
– conception assistée par ordinateur

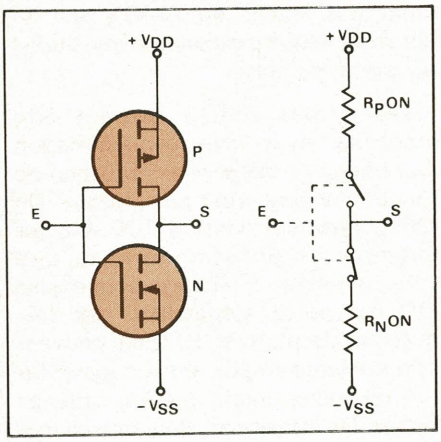
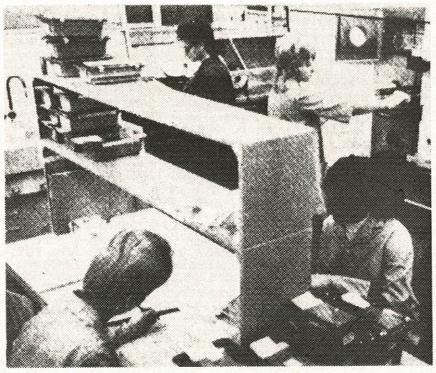
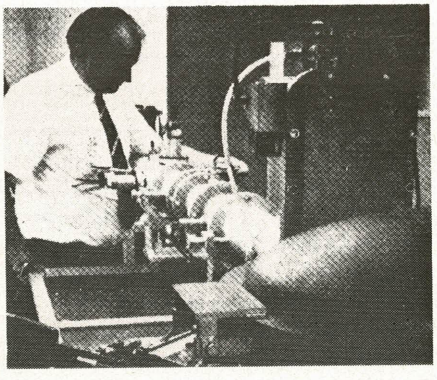


Fig. 5. – Schémas équivalents d'un inverseur CMOS.



– diffusion



– implantation ionique

mier lieu, une zone N est réalisée dans un substrat de type P, ce qui est exactement l'inverse de la démarche précédente. De plus, une couche d'oxyde de silicium prend la place de l'électrode métallique. Cette couche assure non seulement l'alignement de la source et du drain au moment de la fabrication, mais présente l'avantage de diminuer les seuils de commutation des transistors MOS eux-mêmes.

D'une façon générale, le procédé à l'aluminium est utilisé pour la production des circuits standard de la série « 4 000 », alors que le procédé au silicium sert à la réalisation des circuits d'horloges.

La **figure 6** montre le principe du procédé d'implantation ionique mis en œuvre pour créer des régions P dans des zones N. Ce procédé permet la réalisation de zones P aux caractéristiques géométriques très précises, tout en réduisant les coûts de production. Utilisé conjointement à des grilles au silicium dopé, ce procédé a permis à Motorola d'accroître la rapidité de ses circuits, tout en rendant possibles des fonctionnements sous des tensions d'alimentations extrêmement faibles avec une consommation des plus réduites.

La **figure 7** opère une comparaison entre les inverseurs de base en technologie CMOS et PMOS : il est tout à fait évident que le PMOS consomme du courant d'alimentation tant que l'entrée est active, ce qui n'est absolument pas le cas du CMOS, qui ne consomme que pendant les transitions du signal de sortie.

Les circuits CMOS peuvent être employés avec une consommation extrêmement faible si la fréquence de fonctionnement n'est pas critique. Un fonctionnement limité à 100 kHz par exemple, n'occasionnera qu'une consommation inférieure à quelques μW par porte. Cependant, des fréquences de plus de 10 MHz peuvent être atteintes au prix d'une augmentation de la dissipation due à la cadence élevée des transitions. Pour une charge de capacité C, une tension d'alimentation V et une fréquence de fonctionnement f, on peut évaluer la dissipation par porte selon la formule :

$$P_D = C.V.^2f$$

Il résulte de ceci que la consommation à l'état statique est quasiment nulle. La **figure 11** donne une représentation graphique de la consommation, tout en permettant une comparaison avec la TTL à faible consommation (LPTTL). Revenons à l'inverseur de base en technologie CMOS représenté **figure 5** et dont le fonctionnement est le suivant :

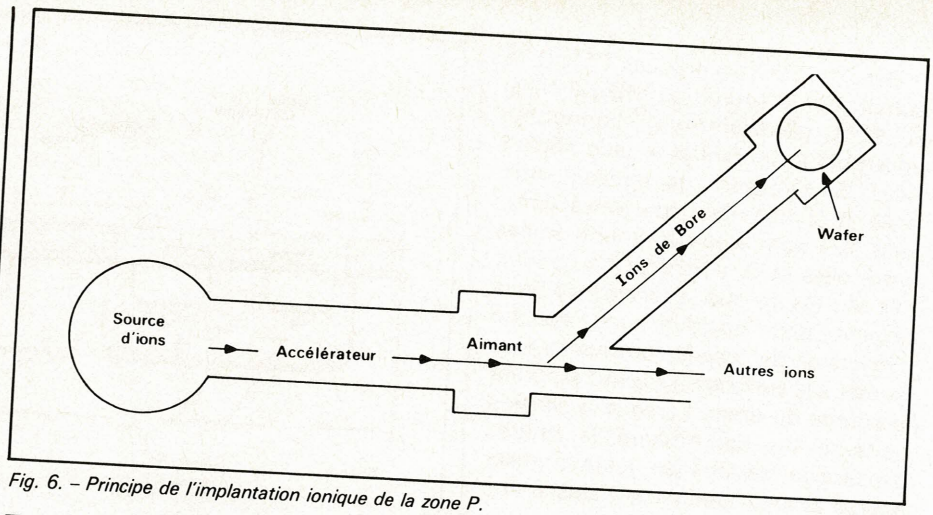


Fig. 6. – Principe de l'implantation ionique de la zone P.

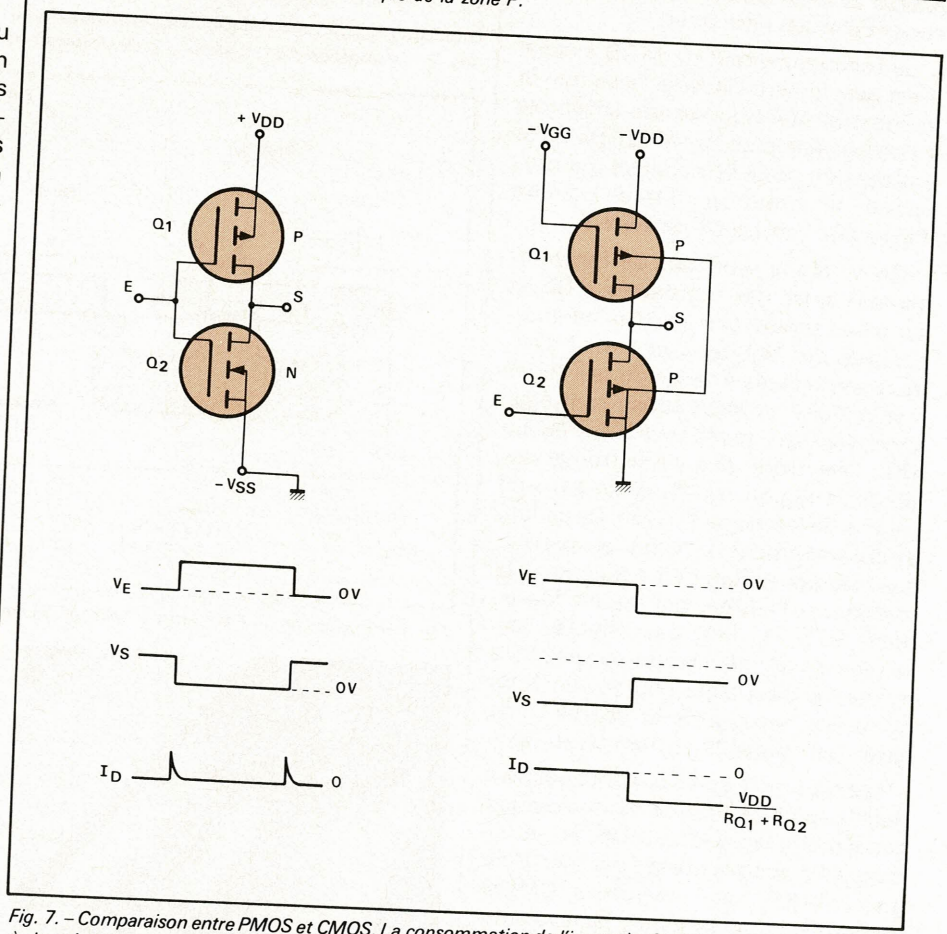


Fig. 7. – Comparaison entre PMOS et CMOS. La consommation de l'inverseur CMOS est strictement limitée à la période de transition 1 — 0 ou 0 — 1 alors que l'inverseur PMOS consomme un courant $V_{DD}/(RQ_1 + RQ_2)$ tant que l'entrée est active. De plus, la tension de sortie de l'inverseur CMOS peut valoir 0 V, ce qui n'est pas le cas de l'inverseur PMOS qui présente une tension de déchet.

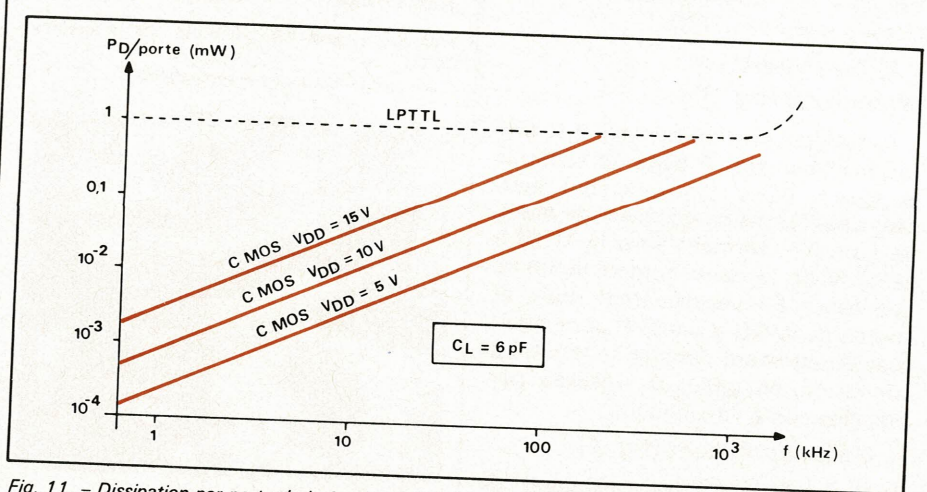


Fig. 11. – Dissipation par porte de la famille CMOS comparée à la LPTTL.

Lorsqu'une tension positive V_{DD} est appliquée à l'entrée, le MOS à canal P se bloque, alors que le MOS à canal N devient conducteur. La sortie se trouve donc reliée à V_{SS} à travers la résistance équivalente R_{non} du canal N. Un courant circule pendant le temps nécessaire à la charge de la capacité sur laquelle est branchée la sortie de la porte, ce qui explique la dissipation en CV^2f. A ce propos, deux remarques :

– L'entrée d'une porte CMOS est essentiellement une capacité (5 à 10 pF) en parallèle sur une résistance ne jouant aucun rôle au point de vue dissipation ($10^{12}\ \Omega$). De ce fait, en régime établi, il ne circule pratiquement aucun courant dans la sortie d'une porte CMOS attaquant l'entrée d'une autre porte CMOS, d'où les conséquences suivantes :

- sortance très élevée (> 50) ;
- niveaux logiques égaux à V_{DD} et V_{SS} sans tension de déchet ;
- consommation quasi-nulle.

Ces conséquences, bien sûr, ne s'appliquent pas si la porte est chargée par un dispositif consommant ou fournissant du courant (porte logique d'une autre famille, résistance de polarisation d'un transistor, etc.). Dans de tels cas, il conviendra de tenir compte de la résistance « ON » des MOS à l'état passant, qui vaut entre 200 et 400 Ω, et du courant maximum pouvant être débité qui, s'il peut atteindre 10 mA sans risque de destruction, doit rester beaucoup plus faible afin de ne pas altérer les niveaux logiques.

Signalons qu'il existe une série spéciale de circuits CMOS, dite « série B » dont les sorties sont munies de buffers permettant des courants de sortie plus importants sans dégradation des niveaux logiques. Les spécifications du fabricant donnent toutes informations utiles à ce sujet.

Appliquons maintenant une tension négative V_{SS} à l'entrée de l'inverseur : le MOS à canal N se trouve bloqué, et le MOS à canal P rendu conducteur, amenant ainsi la tension V_{DD} sur la sortie, à travers la résistance R_{PON} du MOS à canal P. Un courant circule alors, déchargeant la capacité d'entrée de la porte suivante.

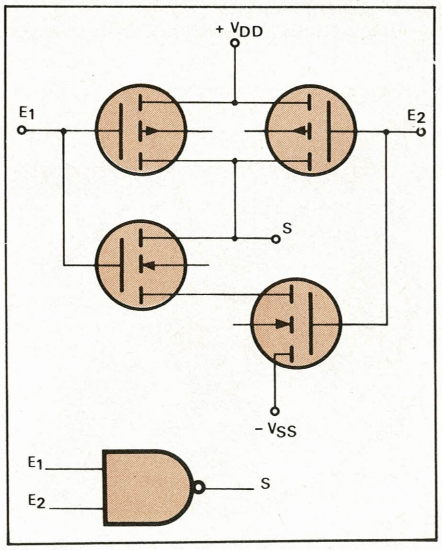


Fig. 8. – Réalisation d'une porte NAND à deux entrées. L'extension à plus de deux entrées est évidente.

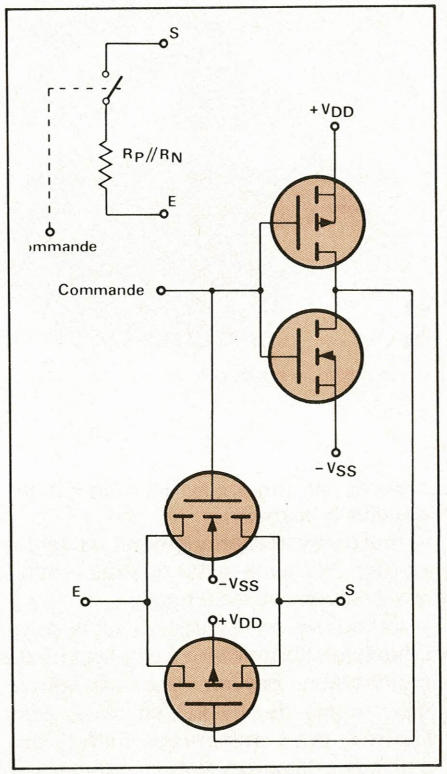


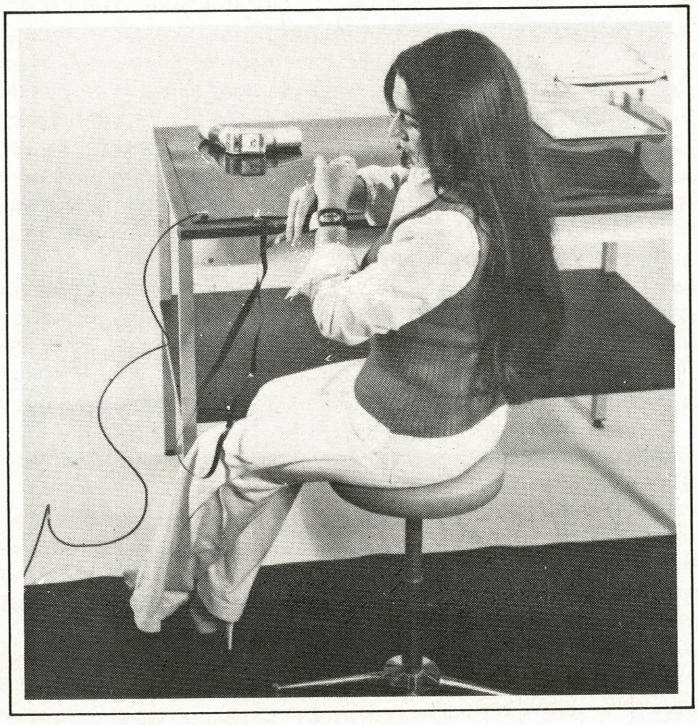
Fig. 9. – Réalisation de portes analogiques bilatérales.

Utilisation des circuits logiques CMOS

N'importe quelle fonction logique est réalisable en technologie CMOS. La **figure 8** montre comment l'adjonction d'un MOS à canal P en parallèle et d'un MOS à canal N en série dans un inverseur classique transforment celui-ci en porte NAND à 2 entrées. Le montage d'un canal N en parallèle et d'un canal P en série donnerait une porte NOR et ainsi de suite.

La **figure 9** montre qu'il est facile de réaliser des portes analogiques, analogues à des contacts de relais, en technologie CMOS. Ce schéma simplifié d'une des 4 voies du MC 14016 permet de noter qu'en attaquant deux MOS de types complémentaires réunis en parallèle entre entrée et sortie, par deux signaux de commande complémentaires (l'entrée est complémentée par un inverseur classique), on autorise la commutation bilatérale, c'est-à-dire sans coupure due au seuil des transistors : lorsque l'un des deux se bloque, l'autre est conducteur. La tension à commuter doit cependant rester comprise entre + V_{DD} et – V_{SS}. Ce type de porte est très utile en commutation de signaux logiques ou analogiques.

La **figure 10** donne l'allure des caractéristiques de transfert des portes inverseuses CMOS. Ces caractéristiques quasi-idéales permettent aux circuits CMOS de travailler dans une fourchette de tensions d'alimentation considérablement plus large que les autres familles logiques, spécialement la TTL.



Un poste de travail en matériau « Velostat » qui permet aux charges statiques de s'écouler vers le sol (photo 3M).

duction d'une carte ou d'un circuit intégré dans son connecteur ne devront se faire qu'en l'absence d'alimentation.

4. Entrées inutilisées

Les entrées « en l'air » constituent d'excellentes mémoires analogiques en raison de la forte impédance d'entrée associée à une capacité non négligeable. De telles entrées voient leur potentiel évoluer entre V_{DD} et V_{SS}, ce qui ne permet pas la conduction des réseaux protecteurs. De ce fait, les deux transistors de sortie peuvent se trouver simultanément conducteurs, entraînant une dissipation inadmissible. De plus, l'immunité au bruit se trouve sévèrement compromise. Toute entrée non utilisée sera donc raccordée soit à une entrée voisine, soit à V_{DD} ou V_{SS} selon la fonction logique réalisée. Ces mesures doivent être prises même si les entrées font partie d'une porte totalement inutilisée.

5. Forme des signaux d'entrée

De façon à éviter des états logiques mal définis ou des synchronisations douteuses, il faut s'assurer que les fronts avant et arrière ne dépassent pas une durée de 3 à 15 μS. Lors de la mise en cascade de portions de compteurs ou de registres, les temps de montée et de descente du signal d'horloge doivent être inférieurs aux temps de transition entrée/ sortie augmentés du temps de propagation dû à une charge nécessairement capacitive.

6. Les circuits de sortie

Dans un système 100 % CMOS, la sortance des portes n'est pas limitée par des considérations de courant (chaque entrée n'exige en effet que 10 pA environ) mais bien par la capacité des entrées, comme cela a été explicité plus haut. Il n'est pas recommandé de faire commander aux sorties CMOS, même munies de buffers, de charges nécessitant un courant d'appel important (ampoules à incandescence, relais, etc.). On risquerait dans ce cas de dépasser de beaucoup la dissipation maximale admise. Un simple transistor ou thyristor de faible puissance peut assurer l'interface. Certains montages (collecteur commun par exemple), dispensent de la traditionnelle résistance de base. On notera cependant que le courant de sortie maximum de 10 mA permet la commande satisfaisante de LED, au prix toutefois d'une importante dégradation des niveaux logiques sur la sortie considérée, ce qui est sans importance si cette sortie ne commande que l'indicateur lumineux.

Enfin, il convient de remarquer que la structure complémentaire des circuits CMOS ne permet pas la réalisation de la fonction « OU câblé » sans risque de destruction des circuits.

7. Courts-circuits en sortie

La résistance de 200 à 400 Ω des transistors MOS à l'état passant permet de court-circuiter une sortie à V_{DD} ou V_{SS} sans inconvénient pourvu que le courant ne dépasse pas 10 mA dans la sortie, et que la dissipation du boîtier n'excède pas 300 mW.

8. Manipulation des circuits CMOS

Malgré les circuits de protection disposés sur les entrées, il convient de tenir les circuits CMOS à l'abri des charges statiques partout présentes. Par exemple, les charges statiques générées par une personne marchant sur un parquet ciré peuvent atteindre des potentiels compris entre 4 et 15 kV suivant les conditions ambiantes. La capacité du corps humain étant d'environ 300 pF pour de telles tensions, on comprend les dégâts que peut causer un contact avec une entrée CMOS de capacité 5 à 10 pF seulement. L'épaisseur de la couche d'oxyde isolant la grille n'est en effet que de 1 000 à 1 200 Å, alors que la destruction intervient pour une valeur de tension de 10 V/ 100 Å environ.

Il est donc suggéré de prendre les précautions suivantes :

– travailler sur une surface conductrice reliée à la terre, par exemple réalisée en matériau « Velostat » de 3 M. Ce type de poste de travail, illustré par notre photo, est composé d'un tapis de sol avec fil de terre muni d'une résistance de 1 mΩ, d'un dessus de table, d'un bracelet de mise à la terre, et d'un fil de raccordement reliant le dessus de table au tapis de sol. Cet ensemble permet aux charges statiques de s'écouler vers le sol. Un pistolet à air ionisé permet de plus de combiner dépoussiérage et élimination des charges statiques ;

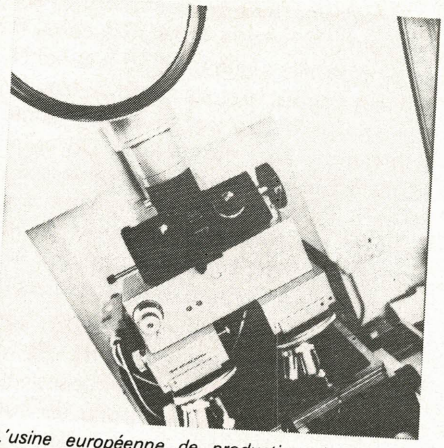
– relier le personnel à la terre grâce au bracelet conducteur et à la résistance de 1 mΩ. (Cette résistance évite de plus la circulation d'un courant important en cas de contact accidentel avec une phase du secteur) ;

– éviter le port de vêtements ou blouses en nylon ;

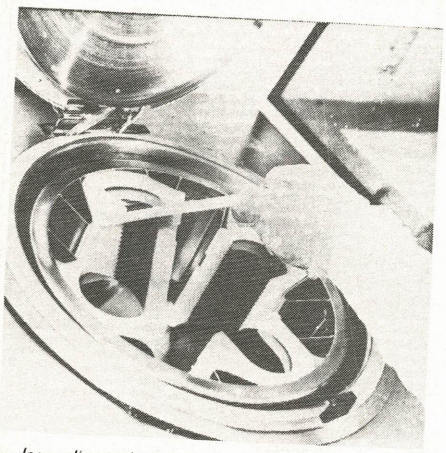
– utiliser exclusivement des emballages conducteurs (mousse chargée de carbone, feuille d'aluminium, etc.) ; ne jamais utiliser de polystyrène expansé tel quel ;

– maintenir tous les circuits à un même potentiel ;

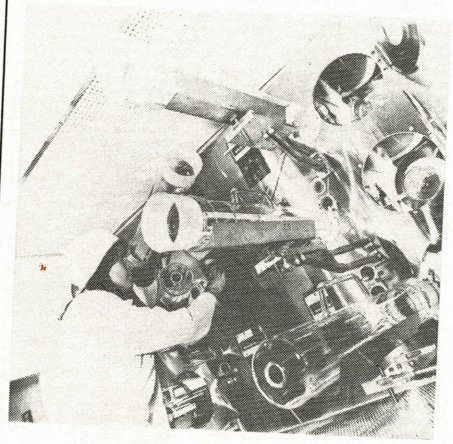
– mettre à la terre tous les appareils et outils électriques voisins, ainsi que les bacs de rangement métalliques ;



L'usine européenne de production des circuits CMOS de Motorola est située à East Kilbride en Ecosse. Voici trois phases de fabrication dans cette unité (clichés Motorola) :
– vérification des masques à l'aide d'un comparateur ;



– les « slices » (rondelles de silicium) sont disposés dans une centrifugeuse pour séchage ;



– vue des fours à diffusion

– éviter de manipuler inutilement les circuits à la main ;

– mettre systématiquement les fers à souder à la terre, ainsi que les machines à souder automatiques ;

– lorsqu'une entrée CMOS est la seule connexion aboutissant à une broche de connecteur, prévoir une résistance d'au moins de 10 kΩ en série dans l'entrée pour minimiser l'effet des charges collectées par le connecteur lorsque la carte est manipulée séparément.

Le point de commutation typique est situé à

$$\frac{V_{DD} - V_{SS}}{2}$$

et dépend donc entièrement de la tension d'alimentation.

Nous avons déjà étudié l'influence de la fréquence de fonctionnement sur la dissipation des portes CMOS, d'après la **figure 11**. A cette occasion, nous avons mesuré l'influence importante de la capacité de charge sur cette dissipation. Cette capacité influe également beaucoup sur les caractéristiques dynamiques des circuits : la rapidité du circuit dépend en effet de la vitesse à laquelle ces capacités peuvent être chargées et déchargées à travers les canaux passants des transistors MOS. Comme l'impédance des canaux décroît lorsque la tension d'alimentation augmente, il est bien certain que la rapidité des circuits CMOS augmente avec la tension d'alimentation. Comme, de plus, les seuils des transistors diminuent encore la fréquence maximale de fonctionnement sous faible tension d'alimentation, on comprend la nécessité de trouver pour chaque application le meilleur compromis rapidité/dissipation.

Nous allons maintenant énoncer les principales règles régissant une utilisation correcte des circuits CMOS, et dont l'observation constitue un gage de fiabilité des circuits faisant appel à cette famille de circuits.

1. Tension d'alimentation

Selon les types et les fabricants, la tension minimale d'utilisation des circuits CMOS varie entre 1 et 3 V. Cette valeur est directement liée à la tension de seuil des transistors MOS les équipant. La tension maximale d'utilisation est en général de 18 V, de façon à éviter les phénomènes d'avalanche susceptibles de se traduire par un court-circuit se répercutant sur la ligne d'alimentation. Si la source d'alimentation utilisée est susceptible de délivrer des surtensions transitoires excédant + 18 V ou – 0,5 V, il est nécessaire de prévoir un dispositif d'élimination de ces parasites (voir à ce sujet notre article paru dans ce même numéro).

D'une façon générale, trois conditions doivent être remplies par le système d'alimentation, pouvant fort bien être dépourvu de toute régulation :

– la tension doit à tout moment être comprise entre les limites fixées pour les circuits alimentés (le plus souvent entre + 3 et + 18 V) ;

– la plus faible valeur instantanée de la tension doit permettre le fonctionnement du système à la fréquence la plus élevée qu'il puisse rencontrer ;

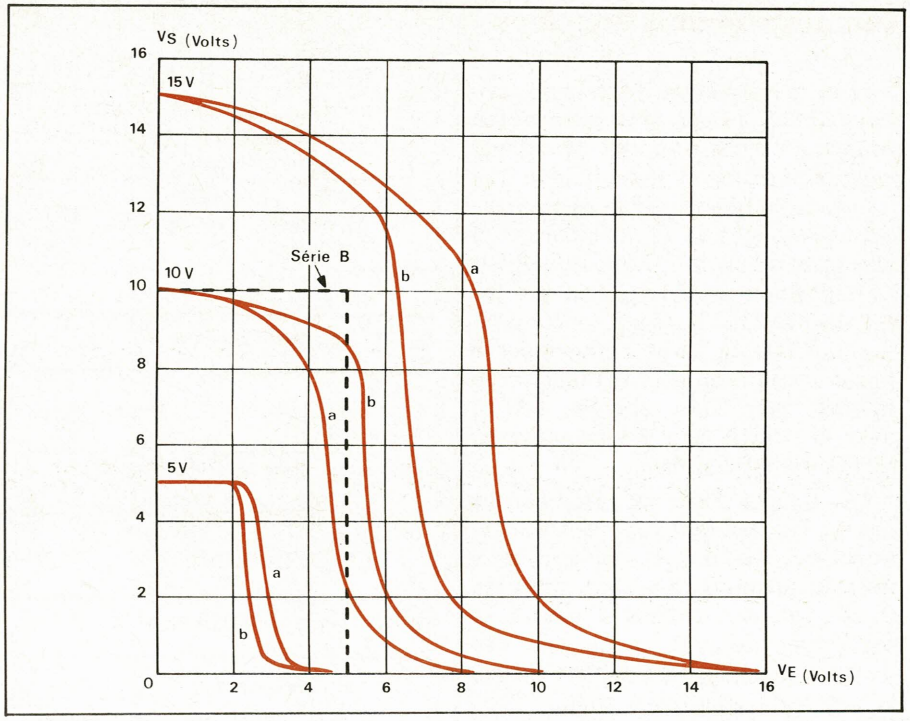


Fig. 10. – Caractéristiques de transfert des portes inverseuses CMOS :
a : une entrée seulement
b : deux entrées ensemble.

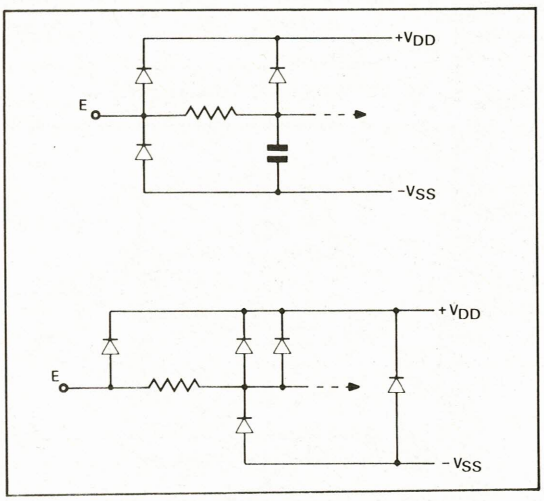


Fig. 12. – Exemples de circuits de protection des entrées.

– l'alimentation doit être capable de fournir le courant de commutation le plus élevé que l'on puisse rencontrer.

2. Dissipation de puissance

Le constructeur des circuits utilisés indique une dissipation maximale par boîtier (généralement 300 mW). Ce chiffre regroupe les composants statiques et dynamiques. Le calcul doit être effectué en tenant compte de la fréquence de fonctionnement et de la tension d'alimentation.

3. Limitations d'entrée

Des circuits de protections analogues à ceux de la **fig. 12** sont prévus sur pratiquement tous les circuits CMOS afin de limiter la vulnérabilité des entrées à très haute impédance aux charges statiques. De ce fait, la tension d'entrée ne doit pas sortir des limites V_{SS} et V_{DD} sous peine de polariser en direct les diodes de protection. Si toutefois une telle éventualité pouvait se produire, il conviendrait de limiter ce courant direct à moins de 10 mA en montant une résistance d'au moins 10 kΩ en série dans l'entrée. A noter cependant que le réseau RC ainsi fermé avec la capacité d'entrée affecte le comportement dynamique du circuit. Dans les systèmes où la rapidité n'est pas critique, il peut d'ailleurs être avantageux d'augmenter par une capacité supplémentaire en parallèle sur l'entrée cette constante de temps RC si des parasites sont susceptibles d'atteindre l'entrée et de causer des commutations intempestives.

On veillera à n'appliquer des sources de signaux à basse impédance sur les entrées qu'une fois l'alimentation établie. De même, l'enlèvement ou l'intro-

Les problèmes d'interface

La forte impédance d'entrée des circuits CMOS a pour conséquence une adaptation facile à la suite de circuits logiques d'autres familles, pourvu que les tensions d'alimentation soient égales. En revanche, la TTL standard et, à plus forte raison, la TTL rapide exigent l'interposition de buffers tels que les MC 14009. La TTL faible consommation (LPTTL) se laisse commander à raison d'une charge LPTTL par sortie CMOS, voire deux charges LPTTL avec la CMOS série B (une seule en LPTTL série Schottky).

Les **figures 13 à 16** résument les cas les plus courants pouvant se présenter avec les diverses familles logiques fréquemment utilisées. Dans les autres cas, des circuits à diodes et transistors permettent de se tirer d'affaire, généralement de façon assez simple mais adaptée à chaque problème particulier.

Le tableau de la **figure 17** donne tous les renseignements nécessaires pour solutionner les problèmes d'interface. Les définitions des marges de bruit sont les suivantes :

– pour le niveau « 1 » : différence entre les niveaux « 1 » de sortie du premier et d'entrée du deuxième ;
– pour le niveau « 0 » : différence entre les niveaux « 0 » de sortie du premier et d'entrée du deuxième.

Les « niveaux logiques d'interface » s'appliquent au cas le plus défavorable.

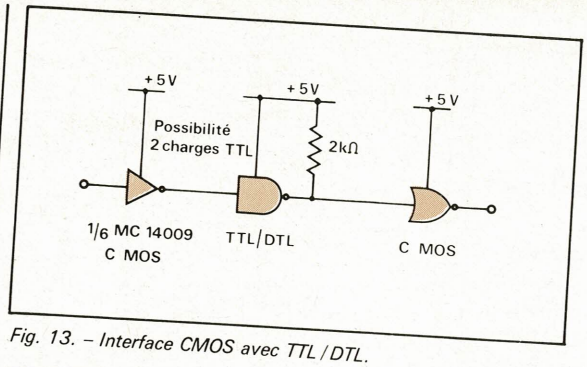


Fig. 13. – Interface CMOS avec TTL / DTL.

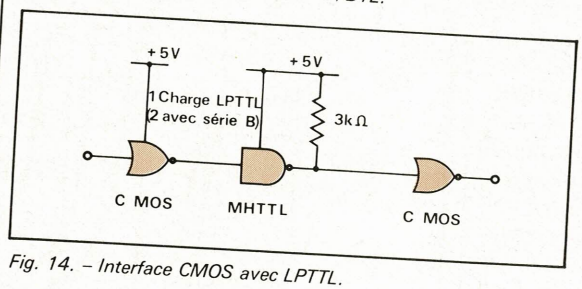


Fig. 14. – Interface CMOS avec LPTTL.

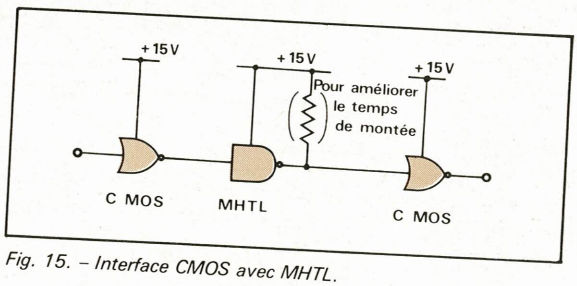


Fig. 15. – Interface CMOS avec MHTL.

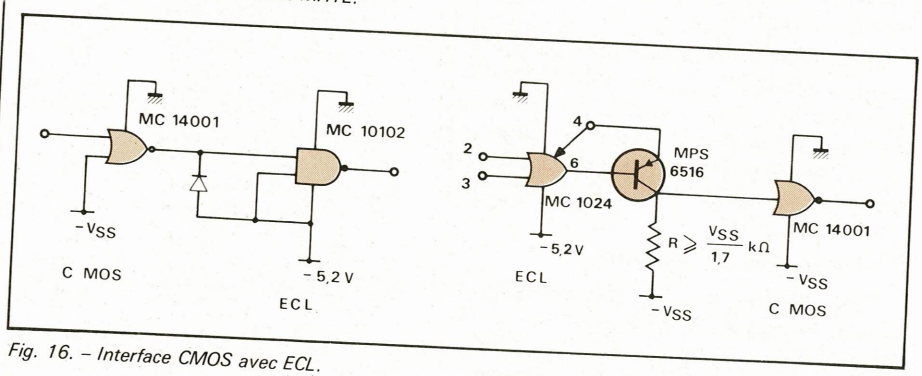


Fig. 16. – Interface CMOS avec ECL.

Les utilisations particulières des circuits CMOS

En plus de toutes les fonctions logiques connues, les circuits CMOS permettent la réalisation de circuits particuliers semi-linéaires ou linéaires et de différents types de multivibrateurs.

1. Utilisations en multivibrateurs

Les **figures 18 et 19** donnent des exemples de multivibrateurs astables et monostables de diverses configurations. Les schémas ressemblent assez à ceux mettant en œuvre les circuits TTL, mais l'avantage déterminant de la famille CMOS dans ce domaine est de permettre l'utilisation de résistances de temporisation extrêmement élevées (plus de 100 MΩ si nécessaire) autorisant ainsi des périodes très longues malgré des capacités de valeurs plus que raisonnables.

A titre de comparaison, dans le montage de la **figure 19 a,** la résistance R ne peut guère dépasser 390 à 470 Ω

interface entre :	marge de bruit d'interface		niveaux logiques d'interface		sortance MAX
	1	0	1	0	
CMOS/CMOS	1,5 V 3 V 4,5 V	1,5 V 3 V 4,5 V	3,5 V 7 V 10,5 V	1,5 V 3 V 4,5 V	> 50 > 50 > 50
CMOS/MHTL	5 V	5 V	8,5 V	6,5 V	1
MHTL/CMOS	3 V 4 V	3 V 4 V	10,5 V	4,5 V	> 50 > 50
CMOS/LPTTL	2,5 V	0,4 V	2 V	0,7 V	1
LPTTL/CMOS	1,1 V	1,2 V	3,5 V	1,5 V	
CMOS/TTL-DTL	2,5 V	0,4 V	2 V	0,8 V	2 (MC14009/10)
TTL-DTL/CMOS	1,1 V	1,1 V	3,5 V	1,5 V	
CMOS/MOS	3 V 2,5 V	4 V 6 V	−3 V 2,5 V	−9 V 1 V	> 50 > 50
MOS/CMOS	3,9 V 3 V	3,9 V 3 V	3,5 V 2 V	1,5 V −2 V	> 50 > 50
CMOS/ECL	0,225 V	4,325 V	−1,105 V	−1,425 V	2
ECL/CMOS	0,66 V	1,56 V	−1,56 V	−3,64 V	> 50

Fig. 17. – Tableau récapitulatif d'interface.

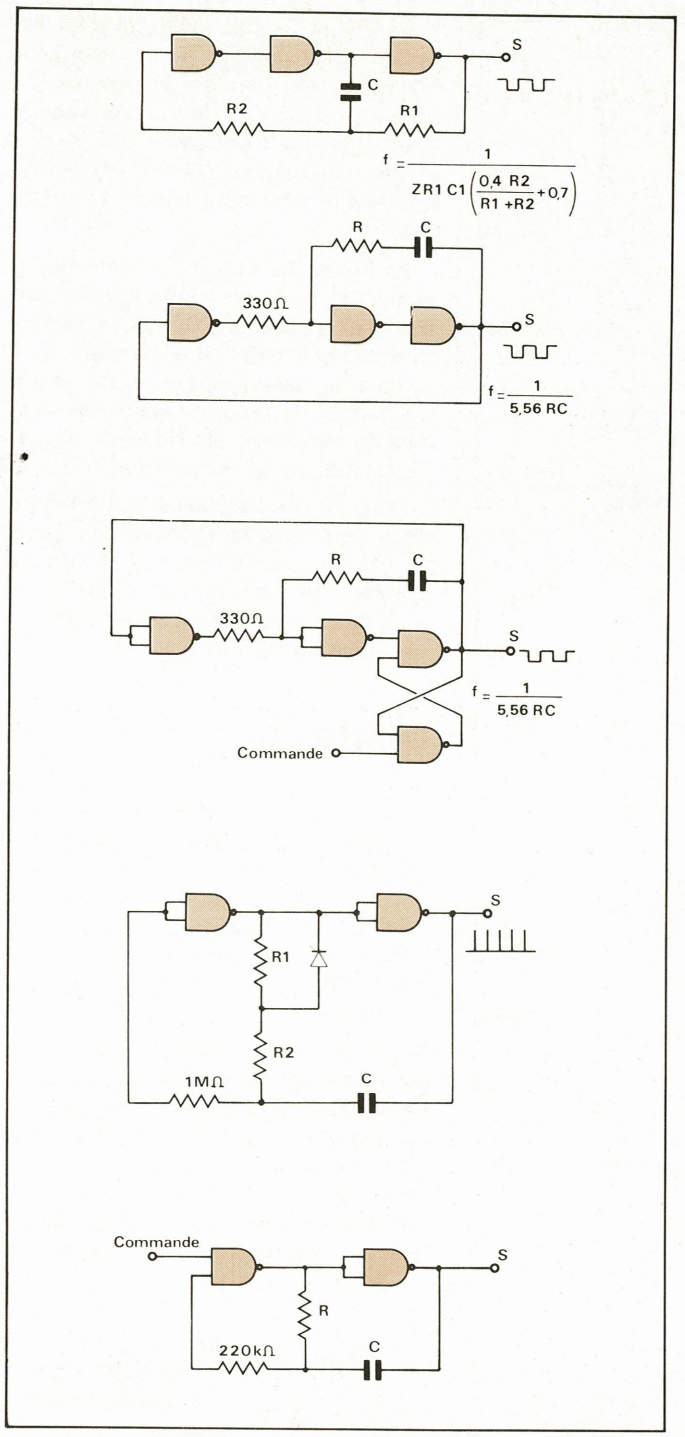


Fig. 18. – Différents multivibrateurs astables en CMOS. Dans le quatrième exemple, le rapport cyclique est ajustable par R_1 et R_2. Le cinquième multivibrateur est du type commandé.

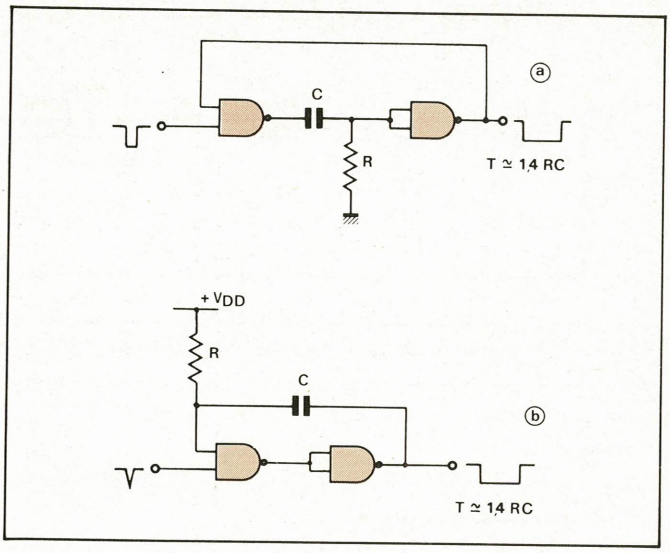


Fig. 19. – Différents types de multivibrateurs monostables.

en technologie TTL sous peine de dégradation sévère du niveau « 0 ».

Le schéma de la **figure 18** montre une possibilité de réaliser un multivibrateur à rapport cyclique pouvant dépasser 4 000/1 grâce à une diode de commutation. Ceci est rendu possible par la large gamme de valeurs dans laquelle peuvent être choisies R_1 et R_2 (quatrième exemple).

Un tel montage se révèle précieux pour la commande impulsionnelle des diodes laser ou des LED à infrarouge travaillant en lumière modulée.

Nous signalerons enfin l'existence de monostables intégrés en technologie CMOS, tel le MC 14538 B, dont les performances et les possibilités sont nettement plus étendues que celles des circuits réalisés autour de portes inverseuses.

2. Utilisations en oscillateur

Diverses possibilités existent pour réaliser des oscillateurs au moyen de portes CMOS qui seront, de préférence, choisies sans buffer. La **figure 20** donne l'exemple d'un oscillateur à déphasage présentant l'avantage de délivrer trois tensions déphasées de 120 °. Un tel circuit peut facilement servir de pilote à un convertisseur statique triphasé, fonctionnant à 50 ou 400 Hz.

3. Utilisations en amplificateurs linéaires

En plus de toutes les applications répertoriées plus haut, les circuits CMOS se prêtent fort bien à la réalisation d'amplificateurs extrêmement simples et assez performants.

Considérons en effet les courbes de transfert de la **figure 10** : Lorsque la tension d'alimentation est de l'ordre de 5 V, la caractéristique de la porte inverseuse classique présente une partie pratiquement linéaire et à forte pente centrée sur le point $V_{DD}/2$. Dès lors, il suffit de relier entrée et sortie par une résistance pour réaliser la condition $V_E = V_S = V_{DD}/2$ ($V_{SS} = O_V$).

La **figure 22** montre alors comment, par l'adjonction d'une résistance et d'un condensateur d'entrée, on peut faire fonctionner le circuit en amplificateur et obtenir les courbes de réponse de la **figure 21**. Le gain est fixé par les résistances selon la formule bien connue pour les amplificateurs opérationnels $G \simeq R_1/R_2$.

La résistance R_1 pouvant prendre une valeur très élevée, il est possible d'atteindre des gains notables tout en conservant une impédance d'entrée importante.

La **figure 21** montre qu'il est possible d'atteindre des bandes passantes étendues même avec un gain important, ce qui n'est pas le cas avec les amplificateurs opérationnels compensés en fréquence.

On notera cependant qu'en haute fréquence, la valeur de R_2 doit être limitée de façon à ne pas introduire de filtre passe-bas dû à la capacité d'entrée de la porte. Il est possible, à l'inverse, d'augmenter intentionnellement cette capacité en montant un condensateur en parallèle avec R_1 et en profitant de l'effet Miller : on aura réalisé ainsi un filtre actif.

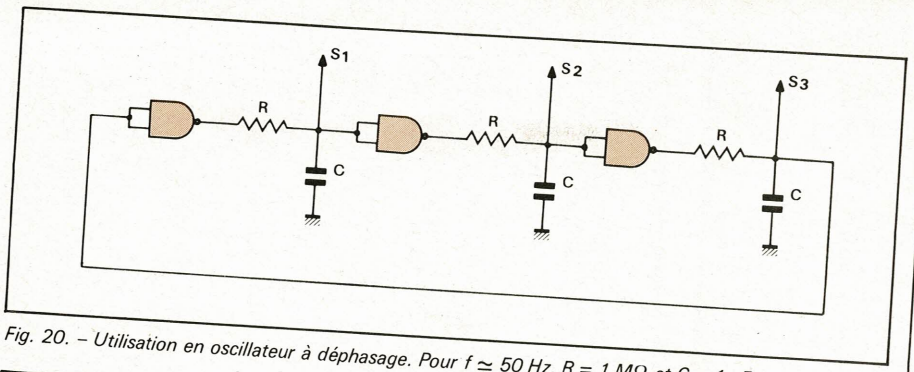


Fig. 20. – Utilisation en oscillateur à déphasage. Pour $f \simeq 50$ Hz, $R = 1$ MΩ et $C = 1$ µF.

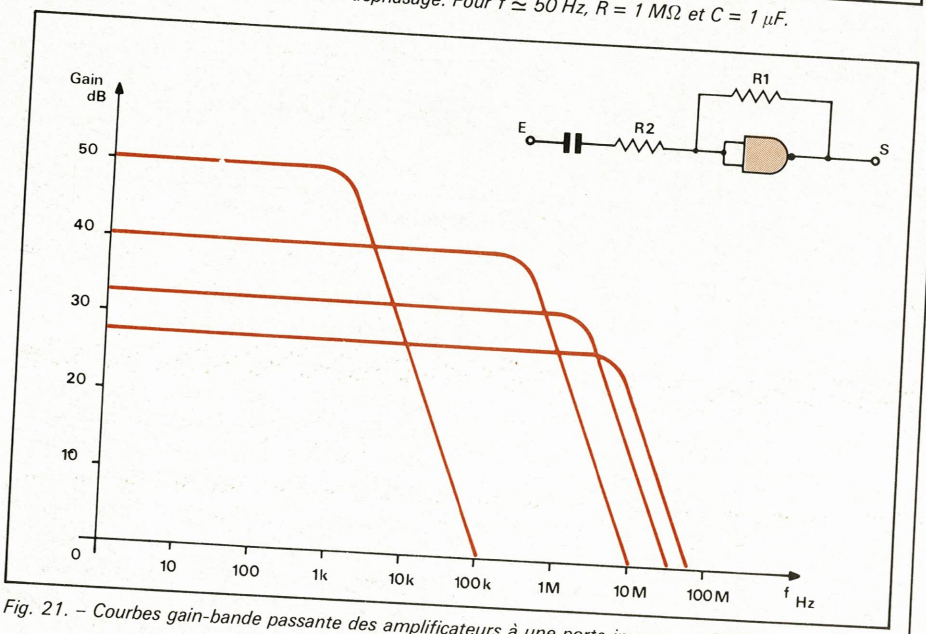


Fig. 21. – Courbes gain-bande passante des amplificateurs à une porte inverseuse CMOS.

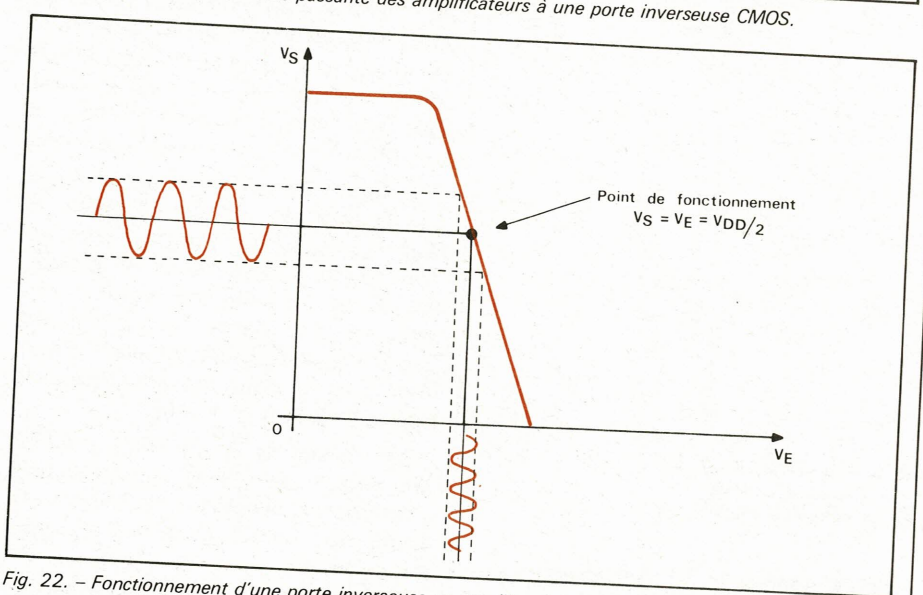


Fig. 22. – Fonctionnement d'une porte inverseuse en amplificateur.

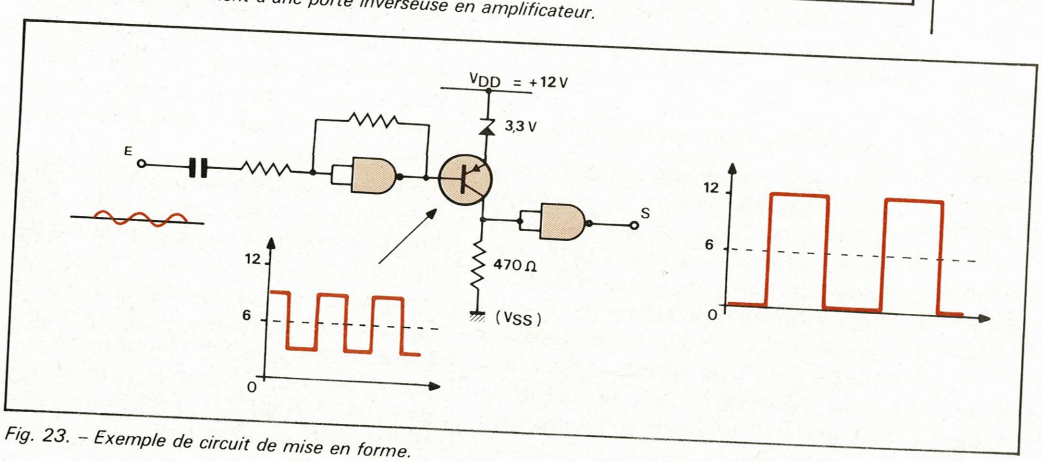


Fig. 23. – Exemple de circuit de mise en forme.

Le circuit le plus pratique pour de telles manipulations est le sextuple inverseur, qui permet de réaliser six amplis pour un prix de revient ridicule. Il est également possible d'utiliser des portes inverseuses (NAND ou NOR) dont les entrées sont reliées en parallèle.

La **figure 23** donne un exemple de circuit de mise en forme capable de travailler à plus de 200 kHz et transformant une très faible tension sinusoïdale en signal logique. Un étage translateur de niveau à transistor permet de remplacer la référence $V_{DD}/2$ de l'ampli par la masse (V_{SS}).

Dans ce cas particulier, le problème de la distortion ne se pose pas. Dans les cas où une distortion la plus faible possible est requise, on choisira de préférence une tension d'alimentation comprise entre 3 et 6 V.

Conclusion

Nous avons passé en revue ici les nombreux avantages que présentent les circuits CMOS dans les applications digitales. Le choix offert actuellement par les fabricants recouvre toutes les fonctions souhaitables ainsi que des circuits spéciaux irréalisables dans d'autres technologies.

Différentes possibilités existant de surcroît pour utiliser les circuits CMOS dans des applications linéaires ou semi-linéaires, on comprend la part de plus en plus importante prise par cette famille à tous points de vue économique, dans la plupart des secteurs électroniques professionnels ou grand public.

Patrick Gueulle
Ingénieur EFREI

Technologie

Dans les trois précédents exposés (voir N° 3, 4, 5), nous avons étudié la façon de concevoir un câblage à plat (Design), ainsi que la méthode employée pour en matérialiser la forme (photographie et microlithographie). Nous arrivons maintenant au stade de la fabrication proprement dite dont la première phase consiste à appliquer des réserves.

Le circuit imprimé : fabrication

Fig. 10

Principes

Tout ce que nous avons fait jusqu'ici a pour but de préparer le dépôt des réserves qui vont protéger les zones de lignes conductrices ou initier celles devant recevoir une métallisation. Ceci est, en résumé, la définition de chacun des deux modes de fabrication d'un circuit imprimé : Soustractif ou Additif. Dans le premier cas, c'est l'opération de gravure d'un statifié recouvert d'une feuille métallique (metal clad), dans le second on active, sur une surface isolante, les aires représentant les lignes de connexions.

Qu'il s'agisse de l'une ou l'autre méthode, le masquage s'opère au moyen d'un produit appelé « resist » par les anglo-saxons. Ce resist est une sorte de vernis ou de solution sensible à la lumière, à solubilité positive ou négative selon la « ligne » (1) choisie pour l'exécution. On peut toutefois utiliser aussi des films photochimiques. Pour l'exécution sérigraphique c'est le vernis, alors que pour la technique photochimique c'est la préparation photosensible.

Quoi qu'il en soit, la principale qualité du produit mis en œuvre réside dans sa faculté de résister au bain de morsure soustractive ou de dépôt additif.

Par conséquent, il faut avant tout déterminer les conditions dans lesquelles le traitement va être conduit. En premier lieu, si la protection est appliquée par sérigraphie il faut fabriquer « l'écran de soie ». Le principe ayant été précédemment défini (voir numéro 3 page 50) nous allons maintenant procéder à sa fabrication.

A noter que le pochoir sérigraphique est également utilisé de plus en plus dans la fabrication des circuits à couches épaisses.

La sérigraphie

La confection d'un pochoir de sérigraphie procédant à la fois de la technique-photo et de celle de la gravure photomécanique, il semble logique d'en faire la description comme complément au chapitre photo.

L'origine de la sérigraphie remonte à l'emploi de la soie à bluter dans les pochoirs d'impression d'affiches ou de motifs décoratifs. La soie à bluter était un tissu utilisé par les meuniers pour débarrasser la farine des particules de son, après passage sous les meules. Le taux de blutage varie donc en fonction

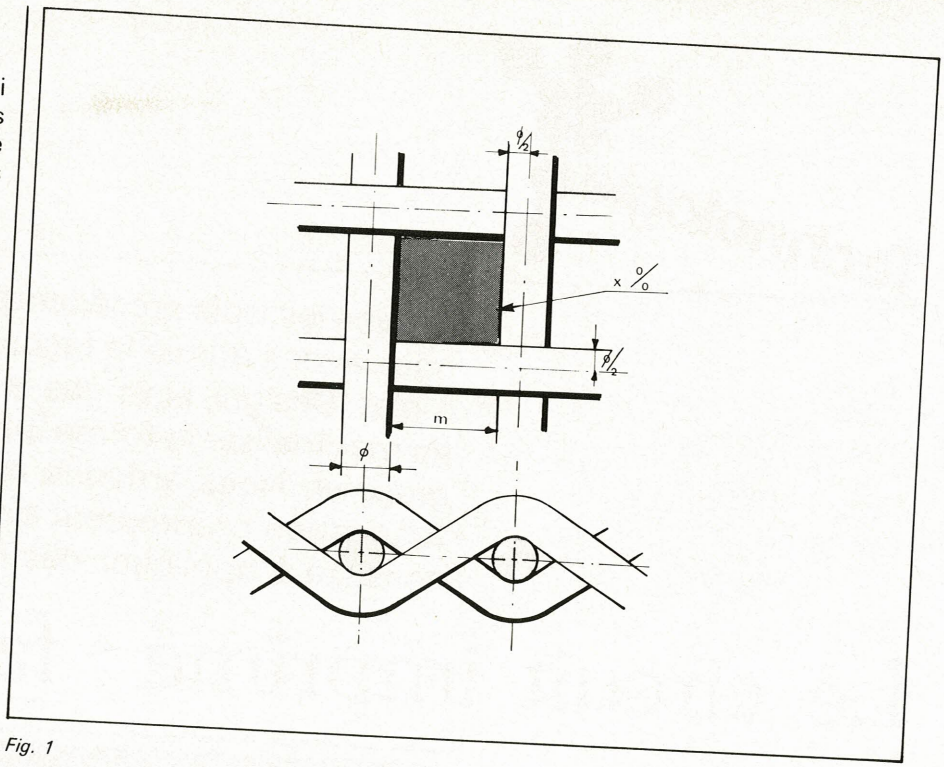


Fig. 1

de la pureté du produit désiré et, par suite, de la finesse du tissu mis en œuvre. Actuellement, les fournisseurs de matériel de sérigraphie sont souvent ceux distribuant les accessoires pour minoteries mais aussi ceux spécialisés dans les arts graphiques. La soie d'origine a d'abord laissé place aux fibres synthétiques – polyamides, polyesters – et ensuite aux fils d'alliages inoxydables, pour constituer les trames de pochoirs.

Une première discrimination entre ces deux types : le prix. Alors que les tissus synthétiques sont bon marché, les écrans métalliques coûtent très cher. A titre d'information, on peut dire que le rapport varie de 1 à 90 environ, mais le type métallique offre de très grands avantages : stabilité, longévité, finesse de mailles. Néanmoins, il ne faut pas perdre de vue que le métal comporte toujours un risque de réactivité chimique, ce qui peut le rendre suspect dans le cas de conjonction avec certaines pâtes pour couches épaisses.

Sur la nature même du matériau, on peut constater deux états. Le métal est employé en fil unique pour constituer la trame et la chaîne, alors que les fils en soie, en polyamide (genre Nylon de Du Pont) ou en polyesters peuvent être réalisés en version mono ou multifilaire. Les monofilaires sont les plus utilisés et, en microélectronique hybride, on préfère souvent la gaze métallique.

La qualité de la gaze, qu'elle soit textile ou métallique, s'exprime en fonction du diamètre de la fibre constitutive et de la dimension de la maille de fabrication. En anglais, maille se dit « mesh », c'est pourquoi on exprime cette dimension par son appellation anglo-saxonne universellement adoptée. Le mesh représente le nombre de mailles au pouce linéaire, mais quelquefois c'est aussi le nombre de fils. A une unité près, c'est le même ordre de grandeur et il faut avouer que dans un cas comme dans l'autre la référence ne peut rien prouver quant aux performances de la toile. Evidemment, un 325 mesh est plus fin qu'un 100, mais un 330 mesh avec fils de 30 μ sera plutôt moins bon qu'un 280 fabriqué en fils de même diamètre. Dans le premier cas « l'ouverture de maille » est de 37 % alors que dans le second, elle atteint 45 %.

La **figure 1** montre la formation d'une maille par quatre fils croisés. Le diamètre du fil « Ø » ainsi que l'écartement entre deux fils parallèles « m » déterminent une surface libre représentée en grisé et qui a pour valeur m x m = m^2. Les mailles de surface unitaire m^2 sont formées par les croisements de fils, chacune ayant pour « cadre » la moitié du diamètre de quatre fils croisés, la surface correspondante est donc $(m + Ø)^2$. L'efficacité d'une maille c'est le rapport des deux surfaces : $m^2/(m + Ø)^2$. Les forts en math pourront s'amuser à développer cette expression. Pour notre propos nous nous bornerons à lui donner la valeur « x % », appelée plus haut « ouverture de maille ». Cette conformation, que les tisserands désignent comme « simple maille » est dénommée « unie » par les technologues de la connectique, ceci par opposition à une forme de trame plus complexe, dite « tissage croisé ». Cette dernière, plus

(1) Le mot « ligne » définit ici une suite d'opérations ou de produits.

robuste, a de nombreux défauts à commencer par une souplesse réduite, mais elle est surtout affectée par une irrégularité de dépôt qui en limite l'emploi aux faibles définitions. Pour les circuits en couches épaisses, l'idéal c'est la toile métallique unie, laminée après tissage, afin de lui donner une surface pratiquement plane. On peut donc résumer les paramètres de choix des toiles de sérigraphie de la façon suivante :

écran	type de câblage	série	coût
toile synthétique large	grand public	moyenne	bas
toile synthétique fine	grand public	grande	moyen
toile synthétique fine	professionnel	petite	élevé
toile métallique	professionnel	grande	élevé
toile métallique	microcircuit (thick film)	grande	moyen

Il est de coutume d'exprimer le type de gaze par son « mesh » réduit au pouce, soit 25,4 mm. Malgré tout, les anglo-saxons se convertissent petit à petit au système métrique c'est pourquoi n'hésitons pas à dresser le tableau de correspondance des trames usuelles :

Mesh US	Mesh Eur.	Ouverture %	Ø fil en μ	« m » en μ
110	43	46	79	158
124	49	43	75	134
140	55	36	70	110
165	65	49	47	100
206	81	50	37	90
235	92	47	40	68
260	100	36	39	58
305	120	41	30	53
325	128	45	30	51
390	150	30	30	36
420	165	30	25	31
508	200	16	30	20

L'ouverture de la maille constitue le critère de correspondance avec le produit qui doit traverser le pochoir. Autrement dit, on choisit la finesse du tissu en fonction de la rhéologie caractéristique de l'encre ou de la pâte à appliquer. En général, on admet que l'ouverture de maille doit être au moins égale à 2,5 fois l'indice de granulométrie du produit déposé. De même, l'épaisseur de la toile, donc le diamètre du fil, conditionne celle du dépôt et pour les pâtes à couche épaisse l'obtention de « talus » bien rectangulaires exige le contrôle précis de la couche déposée.

Le montage du pochoir

Le montage de la gaze peut s'effectuer de deux façons : sur cadre en bois ou sur châssis spécial en métal. Il va de soi que le tissu métallique exige, a priori, un cadre métal sur lequel on peut aussi tendre une trame nylon ou polyester. Cependant l'utilisation du cadre de bois demeure fréquente, surtout lorsque la précision recherchée reste dans des limites assez larges. L'écran dont nous allons nous servir pour notre préampli est fabriqué à partir d'un tissu en nylon au mesh 305 (Européen 120), tendu sur un cadre de bois. Il nous a permis d'obtenir une répétabilité meilleure que ± 0,08 mm.

La toile est fixée par collage ou agrafage s'il s'agit de cadre en bois, par collage ou coincement pour les cadres métalliques. On choisit la dimension du cadre de telle sorte que la longueur disponible soit environ deux fois et demie celle des platines à réaliser et la largeur, à peu près double de celle d'impression.

Evidemment, des pochoirs tout faits et même présensibilisés sont disponibles dans le commerce, ce qui simplifie bien les choses, mais le montage est tout de même réalisable sans faire appel à un outillage complexe. La formule métallique demande toutefois plus de soins en raison de la rigidité du tissu.

Si le cadre est en bois, la principale condition à laquelle il doit satisfaire est la stabilité de la forme et des dimensions. A cet effet, on prend du bois très sec dont la section varie entre 35 x 45 et 40 x 40 mm. Des cadres de ce type peuvent atteindre le format de 600 x 400 mm sans risque de déformation.

Le coupon de toile, assez grand pour pouvoir être manipulé en dehors des bords du cadre **(fig. 2)** doit être tendu sur ses quatre côtés à l'aide d'une forme quelconque, mais bien plane, de manière à ce qu'un poids de 500 à 600 grammes posé sur une règle ne provoque pas une flèche supérieure au centième de la longueur L.

Pour le cas de la microélectronique à couches épaisses, avec des trames en inox, on adopte environ le 1/200 dans la direction du raclage.

On place ensuite le cadre sous la toile tendue **(fig. 3a)** et il ne reste plus qu'à la fixer en posant 3 rangées d'agrafes en quinconce et en diagonale sur la trame **(fig. 3b)**. Si l'on procède par collage, on utilise un compound aux résines époxydes avec durcisseur ou mieux, une colle monocomposant du type cyano-acrylique.

Dans le cas de châssis et toiles métalliques, bien que le collage soit un moyen admis, on préfère les cadres autotendeurs pour les grands pochoirs.

Nous l'avons dit, ces accessoires sont en général assez coûteux mais ils se destinent aux travaux de grandes séries pour lesquels la fiabilité de répétition justifie l'investissement. Plusieurs méthodes sont proposées, nous n'en mentionnerons que deux car elles résument en fait tous les procédés.

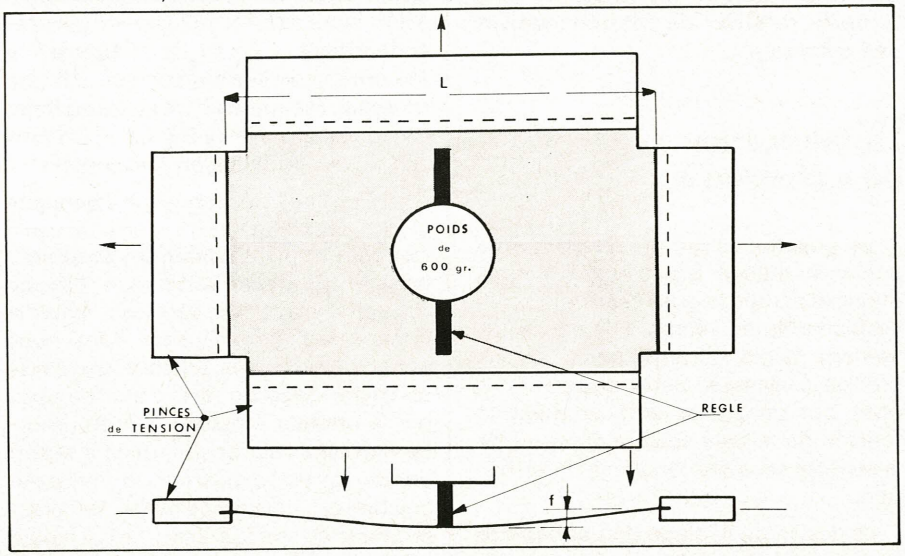


Fig. 2

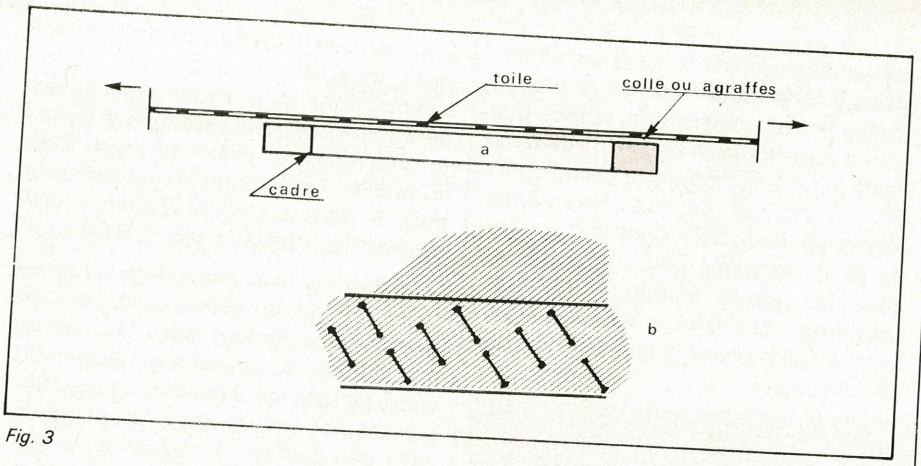


Fig. 3

Sur la **figure 4** nous avons schématisé un type de cadre métallique qui s'inspire de certaines tables à dessin équipant jadis nos bureaux d'études. Les côtés, en alliage léger (duralumin ou similaire) comportent une rainure profonde dans laquelle on coince la toile au moyen d'un petit cadre auxiliaire en acier, dont les côtés sont formés en coin afin d'entrer à force dans la rainure en entraînant la gaze (métallique ou synthétique) qui, de ce fait, se tend automatiquement. Inutile d'insister sur le degré de précision que doit présenter ce matériel ni sur la dextérité de l'opérateur. Afin de pallier ce genre de sujétion, un autre type de cadre beaucoup plus simple à employer a été développé et c'est celui que l'on rencontre le plus souvent. Au lieu de provoquer d'un seul coup le serrage des quatre bords de la toile, on fixe chaque lisière séparément sur une règle rainurée comme ci-dessus et on tend chaque règle sur un cadre extérieur. La **figure 5** montre le détail de montage du cadre autotendeur. Le serrage s'effectue au moyen des vis, ce qui permet de jouer avec précision sur la déformation éventuelle mais, en plus, à chacun des quatre angles du cadre principal on trouve deux vis avec lesquelles il est possible d'intervenir sur le parallélisme des côtés. Pour la microélectronique, ce genre de matériel constitue l'élément essentiel des dépôts en couches épaisses, mais c'est aussi grâce à lui que les fabricants de circuits imprimés classiques ont pu arriver à un degré de qualité élevé.

Pour terminer sur le sujet se rapportant au montage nous allons prendre parti quant au positionnement de la trame. Les avis sont partagés : les uns préconisant la position parallèle au sens de raclage afin de bénéficier d'une plus grande solidité du tissu, les autres adoptent un angle de 30 à 45°. Pour le circuit imprimé, malgré une préférence accordée au premier, nous estimons que l'orientation à 45° est la plus logique. La **figure 6** donne une explication sur laquelle nous allons d'ailleurs revenir.

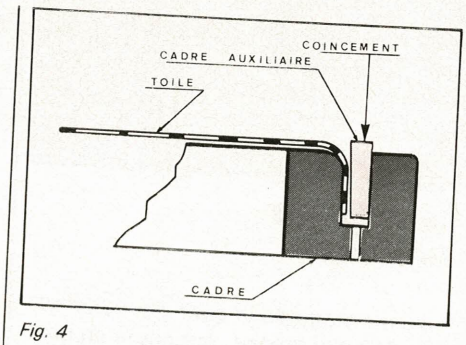


Fig. 4

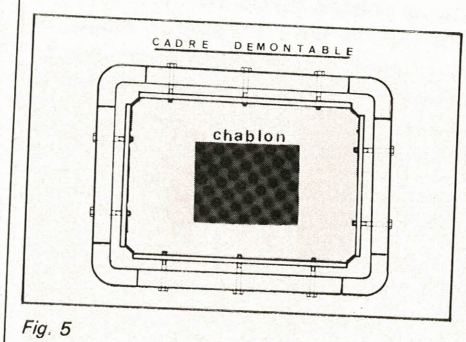


Fig. 5

Pour le dépôt des couches épaisses la pratique fixe l'orientation de la trame à 90° du sens de passage de la raclette, mais en raison de la conformation des machines cette disposition n'est qu'arbitraire. Dans la plupart des cas les appareils à sérigraphie pour la microélectronique comportent une tourelle rotative de positionnement des substrats.

La fabrication du « chablon »

Le chablon, c'est en fait la partie active du stencil. Sur la **figure 5** nous avons accentué le grisé représentant la surface utile de l'écran. Elle est relativement faible comme nous l'avons précisé ci-dessus. Cette disposition a pour but de libérer suffisamment la tension de la toile sous la pression de la raclette sans provoquer sa déformation.

Le dessin du câblage doit apparaître en négatif, c'est-à-dire que les surfaces conductrices (ou semi-conductrices le cas échéant) sont en mailles vides, lorsqu'il s'agit d'y faire passer un résist de gravure ou une pâte conductrice ou résistive. Il apparaît en positif si l'on veut préparer l'application d'un catalyseur de métallisation en système additif ou l'étamage préalable à la gravure. De toutes façons, un produit destiné à boucher les surfaces à protéger est déposé sur la toile. Quatre méthodes sont possibles :

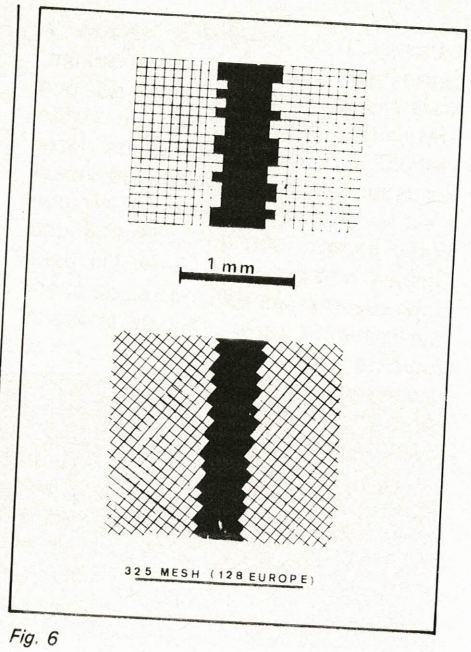


Fig. 6

1) Dépôt d'un film pelliculable mécaniquement comme ceux dont nous avons parlé dans le numéro 3, page 50, première colonne sous le titre « Autre méthode ». Un film de l'espèce, spécialement réservé à cet usage, est trempé dans l'eau après avoir été pelliculé selon le tracé désiré et appliqué sur la gaze à laquelle il adhère automatiquement en séchant. Le support provisoire se détache alors tout seul.

2) Dépôt d'un film pelliculable après exposition sous lumière actinique, à travers un cliché photo préparé selon l'une des formules décrites précédemment. L'écran de la **figure 7** a été obtenu de cette façon sur une soie de nylon, récupérée d'un autre pochoir, au moyen d'un film « Séricol ». On procède alors de la façon suivante :

a) Sur une feuille sensible, découpée à un format plus grand que le dessin à reproduire, on applique le document original de telle sorte que l'image apparaisse inversée, ceci pour éviter le phénomène de diffusion dont nous avons parlé. Le cas échéant, on réalise un cliché diazo de report afin de rétablir le contact émulsion sur émulsion. Le film diazo est positif, donc à report direct. Après l'exposition le film pelliculable est développé selon les prescriptions de son fabricant, ce qui a pour effet de dissoudre les parties proté-

gées par le typon original ou de transfert. On le dépose ensuite sur une surface bien plane, pellicule au-dessus. C'est à ce moment qu'il faut placer la soie en contact, tout en faisant légèrement pression sur toute la surface à transférer, avec un rouleau en mousse de plastique. Le séchage peut se pratiquer en étuve, mais il est préférable de laisser sécher à l'air libre, sans poussière, pendant quelques heures. Le support se détache alors de lui-même et l'écran est prêt à l'emploi. Il reste, comme la **figure 7** le montre, une grande portion de surface dans laquelle les mailles restent claires autour du tracé. On les obstrue à l'aide d'un vernis soluble dans l'eau afin de récupérer le stencil plus facilement s'il y a lieu.

b) Certains films, fabriqués par « Ulano » (firme américaine représentée en France) sont livrés non sensibilisés ce qui permet un stockage pratiquement illimité. Le transfert de la gélatine sur le tissu s'effectue sans précaution d'éclairage et ce n'est qu'après cette opération que le film est sensibilisé au moyen d'un produit liquide de longue conservation.

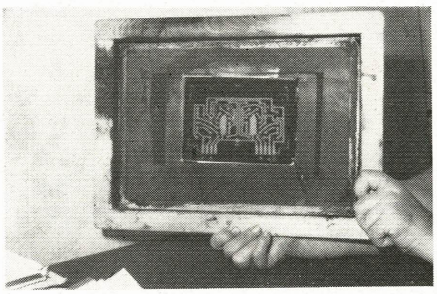


Fig. 7

Ce genre de pellicule, dont l'emploi était courant autrefois en imprimerie, est obtenu avec un papier au charbon composé d'un support genre « Kodatrace » sur lequel est étendue une couche de gélatine colorée en noir. La sensibilisation se fait alors avec une solution de bichromate d'ammonium, à raison de 56 grammes pour 1/4 de litre d'eau distillée. Le développement, on dit plutôt le dépouillement, est exécuté dans un bain d'eau à 40 °C.

3) Dépôt direct d'une émulsion photochimique sur le tissu du pochoir. C'est probablement la méthode la plus rationnelle malgré une moins bonne précision du tracé obtenu. En effet, comme l'a montré la **figure 6**, le débouchage après insolation ne peut se faire que sur des mailles entières et par conséquent les bords, fortement grossis il est vrai, sont en dents de scie ou crantés de façon anarchique si la trame est parallèle au tracé. Pour le câblage à plat classique ce n'est pas grave, mais dans le cas de circuits hybrides c'est quelquefois inadmissible. Il faut alors faire appel à des présensibilisations exécutées sur des toiles métalliques spécialement usinées afin d'éviter ce défaut.

De nombreux produits sont disponibles pour provoquer la sensibilisation de l'écran. Evidemment tous ceux dont nous parlerons pour la photogravure directe sont utilisables ici, mais il n'est pas nécessaire d'employer de telles substances dont les qualités sont souvent superfaitatoires.

La première solution propre à cet usage fut composée il y a longtemps de bitume de Judée dissous dans le benzène. C'est un système abandonné industriellement en raison de la durée d'exposition qu'il requiert.

Une autre formule, ancienne mais toujours valable, est la gélatine bichromatée. En voici le développement :

- gélatine 50 g
- eau distillée 500 g
- carbonate de soude 1 g
- bichromate de potassium 10 g.

On a intérêt à filtrer le mélange obtenu afin d'éliminer les impuretés toujours néfastes au moment de l'emploi. La conservation assez longue à 20 °C se fait dans un flacon en verre fumé et à l'abri de la lumière vive.

Une préparation plus moderne met en œuvre un alcool polyvinylique, également bichromaté :

- eau distillée : 1 litre
- alcool butylique } (300 cm³ en mélange à doser selon la
- alcool polyvinylique } viscosité voulue)
- bichromate de potassium à 10 % : 95 cm³

On peut colorer avec l'aniline. Filtrage comme ci-dessus. L'insolation de ces surfaces se fait en 10 minutes environ, sous lampe survoltée de 250 watts placée à 40 cm. Le dépouillement s'effectue à l'eau chaude (40 °C).

On peut aussi composer une émulsion à la gomme laque bichromatée de la façon suivante :

- gomme laque 110 g
- ammoniac à 22°B 80 cm³.

Laisser en contact pendant une heure et demie et compléter avec de l'alcool dénaturé fort, déshydraté jusqu'à 1 000 cm³ de volume total. Agiter pour complète dissolution et laisser reposer au moins 10 heures, décanter et filtrer. Au moment de l'emploi on ajoute, à volume égal, une solution de bichromate d'ammonium à 10 volumes. Le développement se fait toujours à l'eau chaude 40 à 50 °C.

La charge de gomme laque peut être remplacée par une autre résine soluble dans un alcool. L'ammoniac ne sert que d'agent gonflant dans le cas présent.

4) Emploi simultané des méthodes directes et de transfert. C'est la méthode dite hybride, ce qui n'implique aucune correspondance obligatoire avec la technologie microélectronique du même nom.

L'adoption de ce système de sensibilisation offre la possibilité d'accroître l'épaisseur du dépôt, qu'il s'agisse de resist, de couche épaisse ou de crème de soudage (2). On pratique un revêtement de résine photosensible d'un côté de l'écran et sur l'autre face on applique un film pelliculable. On insole alors le tout ensemble. De cette façon, on bénéficie à la fois de la solidité de la première et de la précision du second. Mais alors les fils de la toile sont complètement emprisonnés ce qui la rend moins flexible et cassante au bout d'un certain temps.

La **figure 8** compare les systèmes de sensibilisation 2, 3 et 4, le premier

(2) C'est un nouveau principe de fabrication des circuits imprimés que nous développerons ultérieurement et qui est couvert par des brevets U.S.

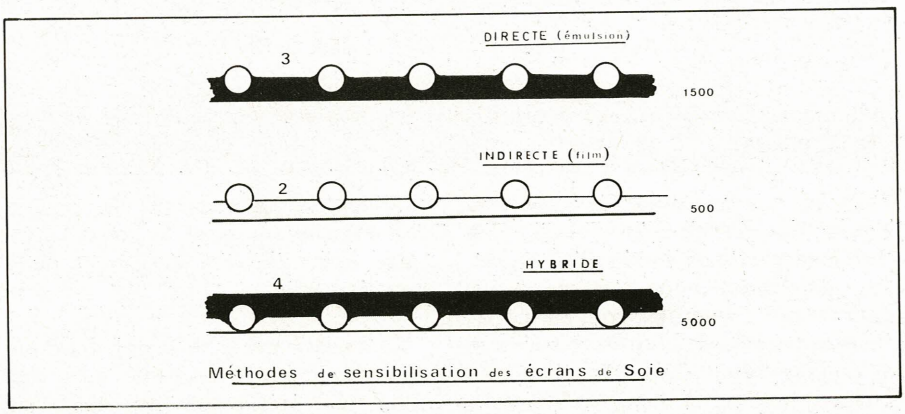


Fig. 8

étant en fait identique au troisième, avec en regard le nombre approximatif de passages possibles avec chacun.

La fabrication en forme hybride peut très bien se concevoir par la mise en œuvre d'un cliché pelliculable mécaniquement au lieu d'un film photochimique. Dans ce cas, on prépare le film par découpe manuelle ou au coordinatographe, et on le fixe comme au 3) ci-dessus. Une application complémentaire d'émulsion photosensible est effectuée et insolée à travers le film déjà en place. De cette façon, l'émulsion se dépouille au niveau des mailles débouchées. Une surépaisseur est ainsi provoquée.

Grâce à elle, l'effet de dents de scie est évité et l'on s'est aperçu que cet avantage lui est dû, plutôt qu'à la présence d'un film complémentaire.

En circuit hybride à couches épaisses cette constatation conduit à réviser les théories et avec des toiles métalliques dotées d'un surcroît d'émulsion d'environ 3 μ, on aboutit au résultat obtenu avec un écran sensibilisé à l'hybride. Si la toile utilisée est en textile polymère il est préférable de la choisir teintée de manière à éliminer la diffusion. En tout état de cause, le tracé de mailles débouchées sera légèrement plus étroit que celui réalisé par pelliculage, mais ce n'est pas gênant. Tout au plus, l'épaisseur du dépôt sera un peu plus faible.

Conseils d'utilisation de l'écran de soie

Pour déposer sur le substrat un produit quelconque : resist, conducteur, semi-conducteur, isolant ou pâte à souder, il faut d'abord déterminer le mesh qu'il convient d'utiliser. A titre d'exemples, s'inspirer des valeurs suivantes :

Type de produit	Usages	mesh US	Substrat
Encre resist UV	gravure	110/280	verre époxy
Epargne soudure UV	masquage	71/180	cuivre
Crème de soudure	divers	80/120	métal ou isolant
Palladium/argent	couches épaisses	165/200	céramique
Or	couches épaisses	200/325	céramique
Resist pour Electroplating	C.I. inverse	110/280	copper-clad

En ce qui concerne l'opération, la **figure 9** en montre le principe. La soie de l'écran ne doit **jamais, au repos, être en contact avec le substrat.** Un écartement d'environ 3 mm est généralement admis, mais cette valeur varie selon la grandeur du pochoir et la viscosité du produit à déposer. Si la toile est trop proche **(9a),** le passage de la raclette va provoquer un « collage ». Le fait de relever l'écran entraîne ensuite une altération des bords de l'impression ou provoque un étalement indésirable si la viscosité est faible. Si la toile est trop loin **(9c)** il faut exercer sur la raclette un effort exagéré ce qui risque de détériorer la trame très rapidement. De plus, l'impression comportera des manques de touche.

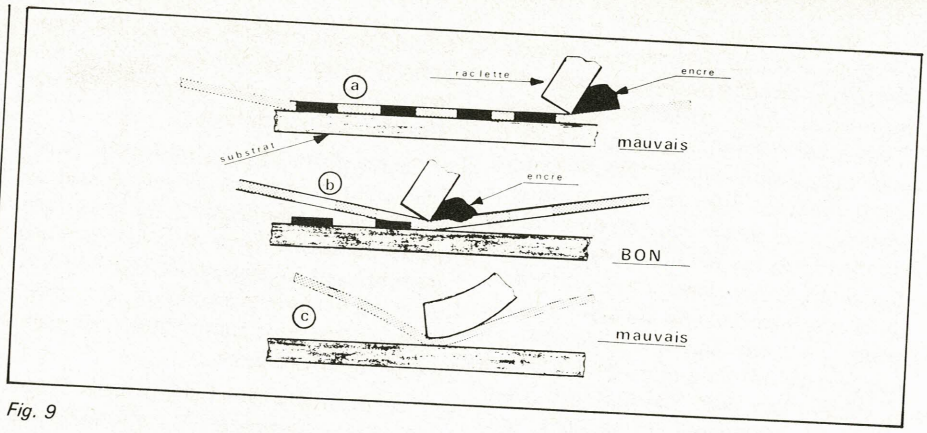


Fig. 9

Le bon positionnement **(9b)** est celui qui laisse revenir la toile à sa position **dès que la raclette est passée,** sans autre effort que celui résultant de la tension initiale du stencil.

Sur la figure, le passage de la raclette est représenté dans le sens « travail ». Une pression est exercée sur l'écran jusqu'au bout de la course qui reste inférieure à la dimension du cadre. A ce moment, la raclette est relevée et revient à sa position de départ en « remontant » l'encre, **sans appuyer sur la toile.** Et ainsi de suite.

En fabrication industrielle, on met en œuvre des machines automatiques avec lesquelles il est possible de réaliser des cadences importantes de production avec une rentabilité remarquable. La **figure 10** montre une machine Argon permettant d'appliquer des réserves sur une surface d'un demi mètre carré environ à chaque passage de raclette. L'opérateur n'a, comme intervention, qu'à retirer la platine imprimée et remettre la suivante en place avant de commander une nouvelle opération.

La société italienne Argon fabrique des machines de ce genre avec des capacités atteignant des surfaces d'impression de 126 x 200 cm.

La **figure 11** représente un appareil à sérigraphier les couches épaisses fabriqué par une autre société italienne Aurel. Sa surface de travail ne dépasse pas 76 x 76 mm. On voit au premier plan l'écran de soie métallique avec lequel on a déposé la pâte sur le substrat visible au second plan, à droite. C'est une machine de précision, dont la course de la raclette (au centre) est réglable, ainsi que sa pression sur le pochoir.

La sérigraphie, considérée il y a 20 ans comme le moyen idéal de production, s'est effacée pendant presque 10 ans devant la photogravure directe dont nous parlerons dans le prochain article. Actuellement, en raison du renouveau provoqué par la progression du « thick film » (couche épaisse), cette ancienne technique revient à l'ordre du jour avec des perfectionnements propres à tout remettre en question.

Le circuit imprimé bouge et prend un nouveau départ. Ses applications vont évoluer et les nouveaux produits avec lesquels nous atteindrons des secteurs jusqu'ici inexplorés, téléphone et automobile par exemple, seront décrits dans nos prochaines études.

P. LEMEUNIER

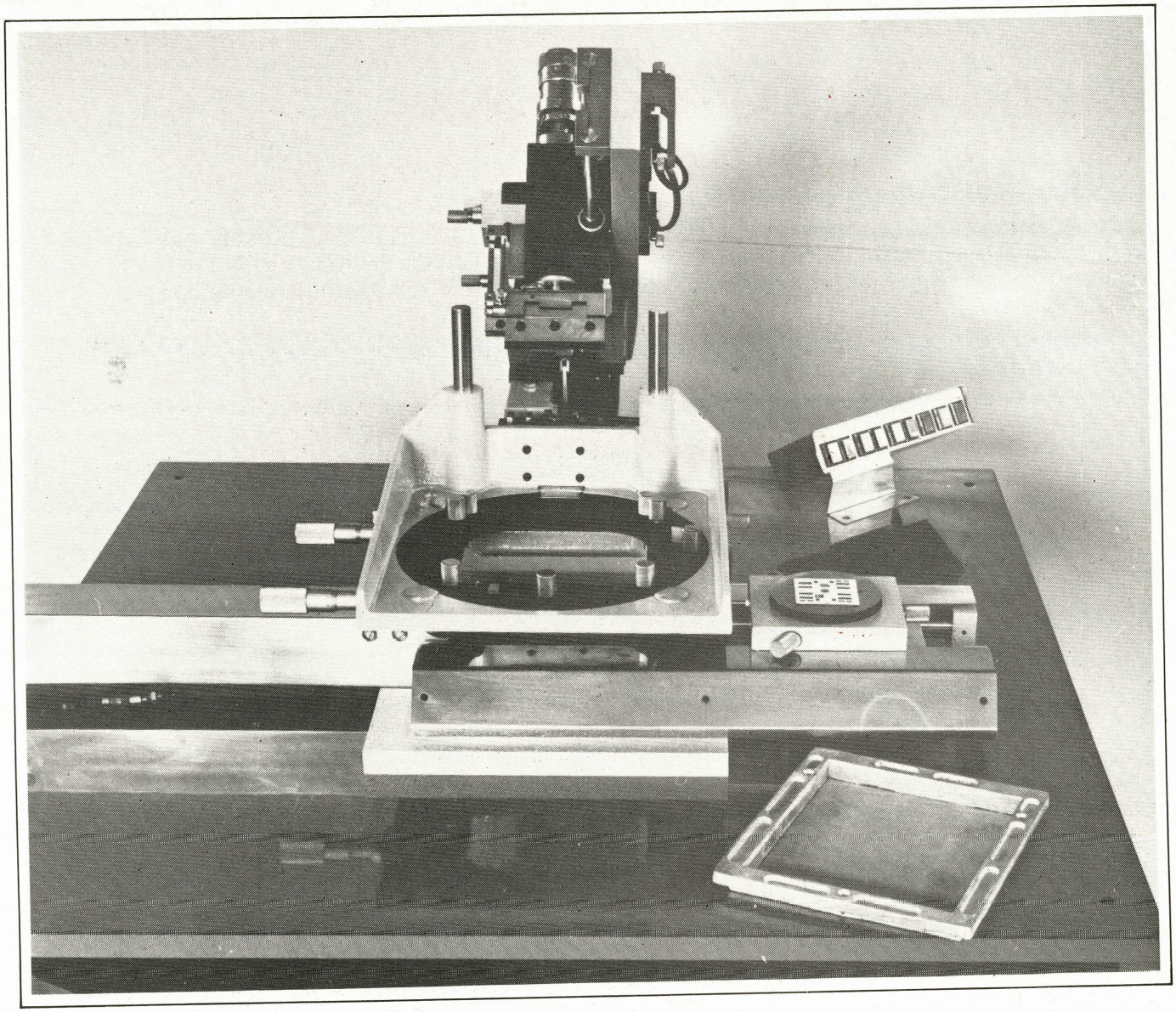


Fig. 11

Quelques fournisseurs pour la sérigraphie

Fournitures générales

– **B.F.I.,** 9, rue Yvart, 75015 Paris.
– **B.M.E.,** 26, rue Poliveau, 75005 Paris.
– **Bouzard et fils,** 10, bd de la Bastille, 75012 Paris.
– **Comatel,** 78/80, av. du Général-de-Gaulle, 92132 Issy-les-Moulineaux.
– **Electro-Outil,** 31, rue du Gouverneur-Général-Eboué, 92130 Issy-les-Moulineaux.
– **Europrim,** 19, bd du Lycée, 92170 Vanves.
– **Joly,** 219, rue de la Croix-Nivert, 75015 Paris.
– **Leguay et Cie,** 44, rue Honoré-d'Estienne-d'Orves, 93310 Le Pré-St-Gervais.
– **Oxy Metal** Ind. Int. Sel Rex, av. de l'Etang, 1211 Châtelaine Genève.
– **Technique Appliquée** (la), 14, rue de Siam, 75016 Paris.

Machines

– **Argon,** mandataire Leguay (voir ci-dessus).
– **Idéa** (Weltek), 3, av. St-Charles, B.P. 82, Monte-Carlo.
– **Maspel,** 37, rue de la Tour, 75016 Paris.
– **Primelec,** 10, av. Jean-Jaurès, 92240 Malakoff.

Tissus pour sérigraphie

– **Buisine,** 44, rue du Louvre, 75001 Paris.
– **Sté Suisse de Tissage de Soies à Bluter,** Grutlistrasse 68 CH 8027 Zurich.
– **Tripette et Renaud,** 39, rue J.-J. Rousseau, 75038 Paris Cedex 01.
– **Z.B.F.** (gaze métal), Zurich Bolting Cloth – MFG. Co Ltd. CH. 8803 Rüschlikon.

Produits, films, résines, etc.

– **National Printing Ink. Co. Ltd,** Industrial Estate Chichester – Sussex – G.B.
– **Protokote Ltd,** 14, bd Montmartre, 75009 Paris.
– **Ulano AG.,** 8700 Küsnacht, CH Zurich.

ELECTRONIQUE APPLICATIONS

Comment souscrire un abonnement ?

- **par correspondance,** en utilisant le bulletin d'abonnement ci-dessous, à retourner à : ELECTRONIQUE APPLICATIONS 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 PARIS CEDEX 19.
- **chez votre marchand de journaux habituel,** en lui remettant le bulletin d'abonnement ci-dessous dûment rempli.

A découper suivant le pointillé (ou à photocopier si vous ne voulez pas mutiler votre revue)

BULLETIN D'ABONNEMENT

Nos tarifs :

ELECTRONIQUE APPLICATIONS (4 numéros)	(1) FRANCE	ETRANGER
– 1 AN ☐	48,00	65,00

Informations :

- **pour les changements d'adresse** : joindre la dernière étiquette d'envoi, ou à défaut, l'ancienne adresse accompagnée de la somme de 2,00 F en timbres-poste, et des références complètes de la nouvelle adresse.
- **pour tous renseignements** ou réclamations, concernant votre abonnement, joindre la dernière étiquette d'envoi.

(1)

☐ Je m'abonne pour la première fois à partir du numéro

☐ Je renouvelle mon abonnement :
et je joins ma dernière étiquette d'envoi.

Je joins à ce bulletin la somme de : .... francs

(1)

par : – chèque postal ☐ sans n° de compte
– chèque bancaire ☐
– mandat-lettre ☐

(1) ☐ Mettre une croix dans les cases ci-dessus correspondantes

Ecrire en capitales, n'inscrire qu'une lettre par case. Laisser une case entre 2 mots. Merci

Nom, Prénom (Attention : prière d'indiquer en premier lieu le nom suivi du prénom)

Complément d'adresse (Résidence, Chez M., Bâtiment, Escalier, etc.)

N° et Rue ou Lieu-Dit

Code Postal

Ville

Dept	Cne

13

Quartier

19

Ne rien inscrire dans ces cases

composants

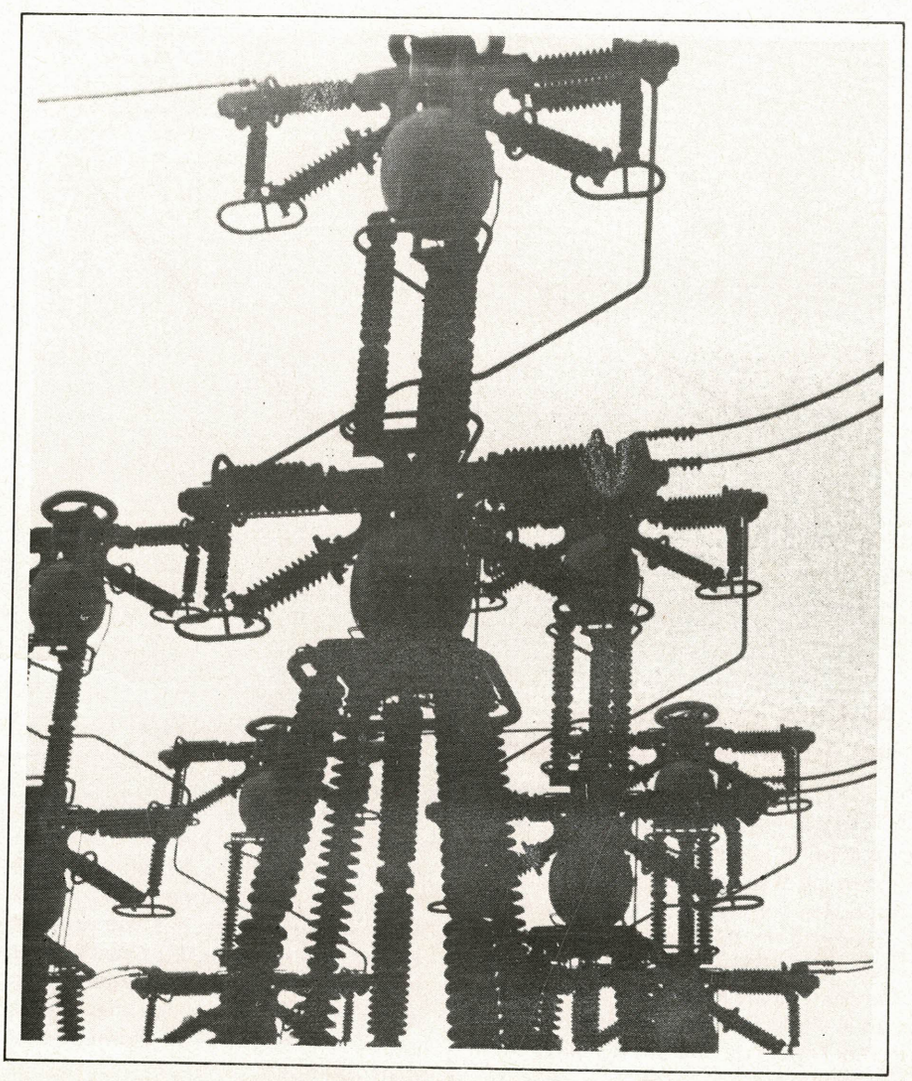
Tout composant ou circuit électrique ou électronique peut être amené à subir des surtensions éventuellement capables de la détruire ou au moins de l'endommager.

Une surtension peut se définir comme une tension, généralement de courte durée, apparaissant entre deux points dont l'un peut être la terre, qui dépasse la valeur maximale admissible pour la tension de service, et de caractère aléatoire.

Les causes donnant naissance aux surtensions sont très diverses, pouvant ou non être de simples conséquences du fonctionnement normal du circuit considéré.

Notre but sera ici de présenter les divers moyens existant pour la protection des équipements et des composants contre les surtensions transitoires.

Les éliminations de surtensions



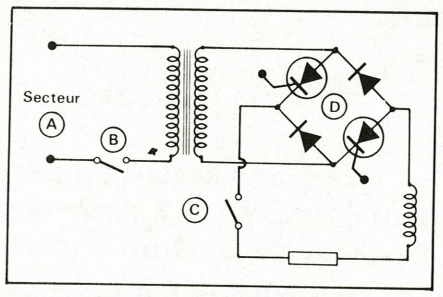


Fig. 1. – Localisation des sources de surtensions transitoires dans un montage simple.

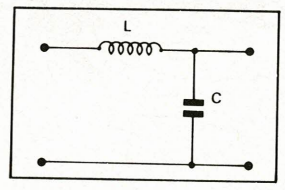
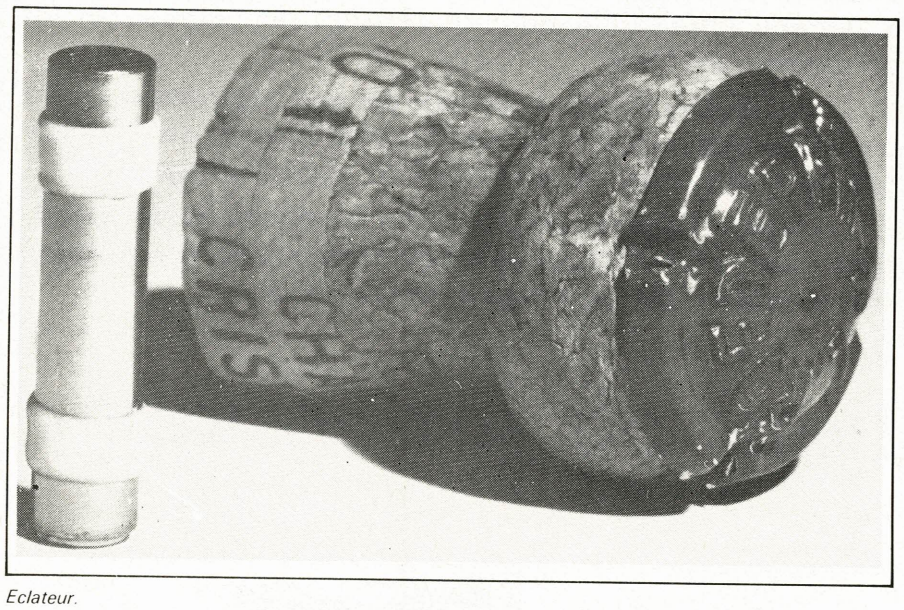


Fig. 2. – Protection contre les surtensions transitoires par filtre passe-bas.



Eclateur.

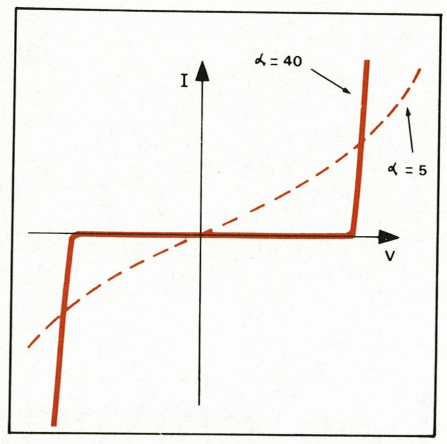


Fig. 3. – Influence du paramètre α (exposant de non-linéarité) sur la caractéristique courant/tension d'un élément.

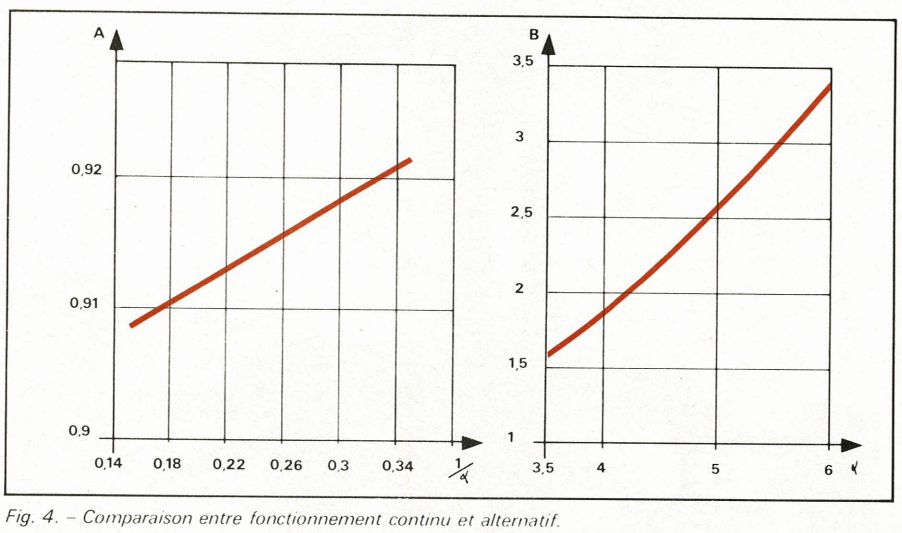


Fig. 4. – Comparaison entre fonctionnement continu et alternatif.

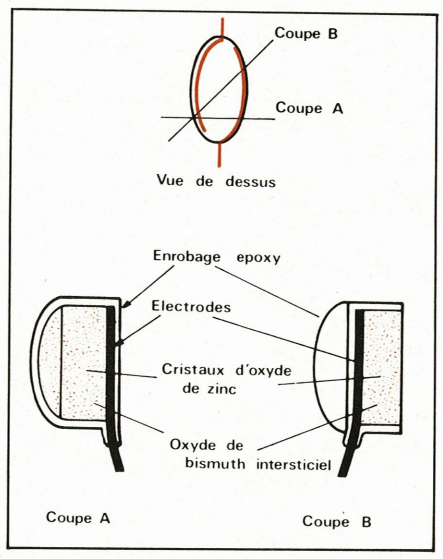


Fig. 5. – Coupe schématique d'un varistor à oxydes métalliques.

Notions générales sur les surtensions transitoires

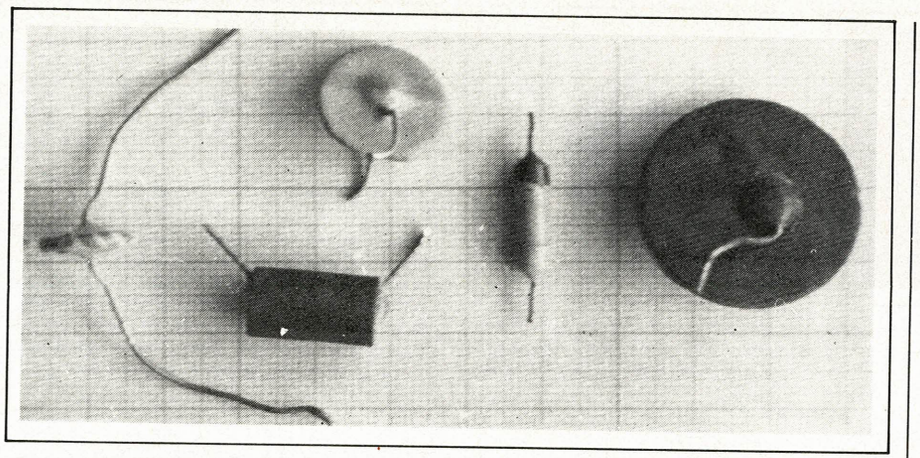
Les surtensions transitoires, comme leur nom l'indique, sont essentiellement de très courte durée. L'élimination des surtensions de longue durée nécessite l'emploi de coupe-circuits tels que fusibles, disjoncteurs, etc., souvent associés aux composants que nous allons étudier, qui servent alors à créer l'appel de courant déclenchant la protection.

Les causes des surtensions transitoires

Les lignes de télécommunications sont un exemple de circuits très exposés aux surtensions transitoires. Les coups de foudre sont parmi les causes les plus fréquentes des surtensions rencontrées en ligne. En l'absence de protection efficace, des dégâts peuvent être constatés sur les lignes jusqu'à une vingtaine de kilomètres du point foudroyé.

Toujours dans le domaine des lignes de transmission, on peut citer comme cause de surtensions transitoires le contact accidentel avec une ligne de transport d'énergie, et l'influence inductive ou capacitive due à ce même genre de ligne.

Cependant, les causes les plus fréquentes des surtensions transitoires sont liées à des commutations de circuits réactifs extérieurs ou souvent intérieurs au montage à protéger. Les influences atmosphériques peuvent



Un échantillonnage de VDR au carbure de silicium fréquemment utilisées en télévision.

néanmoins parvenir jusqu'à un circuit normalement peu exposé à ce genre de risques par le biais du secteur EDF qui, bien que protégé, laisse parfois passer des surtensions dangereuses pour les équipements délicats.

Prenons l'exemple du circuit d'alimentation de la **figure 1** :

A) Diverses sortes de surtensions sont amenées au montage par le secteur EDF, qu'elles soient d'origine atmosphérique ou qu'elles proviennent de commutations ou défauts imputables au secteur lui-même ou à d'autres appareils branchés sur le même réseau. Ces surtensions sont par là même tout à fait imprévisibles.

B) L'ouverture, et dans une moindre mesure, la fermeture de l'interrupteur général sont capables de causer des surtensions pouvant dépasser dix fois la tension de crête du secteur considéré. Cette valeur est donnée par

$$V = -L \frac{di}{dt}$$

où L est l'inductance primaire du transformateur et i son courant magnétisant ou courant à vide. L'énergie qui devra être absorbée lors de la suppression de la surtension est donnée par :

$$W = \frac{1}{2} L i^2$$

C) Les mêmes phénomènes se reproduisent au niveau de l'interrupteur du circuit secondaire, compliqués par la présence de charges réactives et d'éventuelles selfs de lissage.

Il faut également envisager le cas où l'ouverture des circuits, primaire ou secondaire est due, non pas à un simple interrupteur, mais à un fusible. Dans de telles circonstances, le courant commuté est très supérieur à la valeur nominale, ce qui augmente fortement la valeur des surtensions correspondantes.

D) Les commutations des thyristors situés dans le circuit secondaire sont également génératrices de violentes surtensions pouvant, à terme, occasionner un claquage des isolants du montage, et dont une partie au moins se trouve réinjectée sur le réseau EDF, contribuant, pour les montages voisins, au poste A de la présente énumération.

Les moyens de protection contre les surtensions

Le principe général de l'élimination des surtensions est le suivant : insérer dans le circuit à protéger un dispositif dont l'impédance est fonction de la tension. Deux solutions peuvent être envisagées pour obtenir ce résultat :

– Utilisation de composants dont l'impédance varie avec la **fréquence,** en raison de la raideur des fronts rencontrés, donc de la richesse en harmoniques des signaux transitoires.

La **figure 2** illustre l'emploi d'un tel filtre passe-bas pour l'élimination des surtensions transitoires :

La self placée en série présente une impédance élevée aux variations brusques de tension, tandis que le condensateur dérive à la masse les surtensions à fronts raides qui auraient pu franchir l'inductance. Ce procédé présente de nombreux inconvénients :

La self de protection génère elle-même des surtensions lors de commutations, et la capacité accumule de l'énergie qui peut être restituée brutalement à un moment inopportun au circuit aval.

Ces inconvénients augmentent d'ailleurs avec la valeur de la self et de la capacité, donc avec l'efficacité du réseau protecteur. Ceci explique que l'on préfère généralement la seconde solution.

– Utilisation en dérivation de composants dont l'impédance diminue lorsque la tension augmente à leurs bornes : l'énergie à absorber, véhiculée par le parasite est alors dissipée par effet Joule, sans effet secondaire sur le circuit protégé.

Nous allons étudier plus en détail les diverses variantes de cette solution générale :

Les VDR au carbure de Silicium

Les VDR au carbure de Silicium (ou carborandum) sont les formes les plus anciennes de résistances non linéaires. Elles sont constituées de poudre de carbure agglomérée par une céramique, puis cuite. Leur aspect est celui d'un disque ou d'un bâtonnet dont chaque face est métallisée afin de permettre la soudure d'un fil de raccordement. Le tout est enrobé dans un isolant.

L'équation caractérisant le fonctionnement de tous les types d'éléments non linéaires que nous étudierons ici est approximativement

$$I = k \cdot V^{\alpha}$$

avec I : courant dans l'élément

V : tension aux bornes de l'élément

K : caractéristique de l'élément

α : caractéristique de l'élément (pente) ou exposant de non-linéarité.

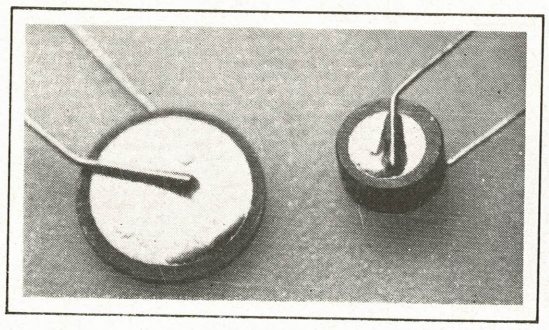
La valeur α est une caractéristique intéressante de l'élément, car elle reflète la raideur du coude de la caractéristique courante (tension du composant, donc ses performances en matière de limitation de tension).

La **figure 3** explicite graphiquement cette notion.

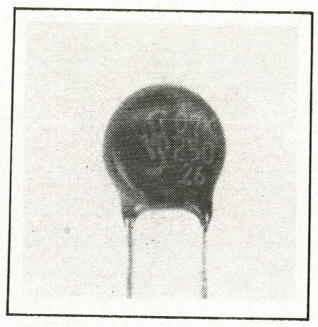
Dans les VDR au carbure de silicium (ou thyrites), l'exposant de non-linéarité α reste voisin de cinq. Ceci signifie que la protection qu'ils apportent n'est efficace que si la tension crête que peut supporter le montage protégé est environ cinq à six fois supérieure à la valeur nominale.

Les avantages de ces éléments sont leur robustesse, leur stabilité et leur courbe tension/courant symétrique autorisant un fonctionnement en continu comme en alternatif.

A ce sujet, il est intéressant de calculer les rapports existant entre les puissances dissipées par un courant ou



Les varistors à oxyde de zinc avant surmoulage et marquage (document Siemens).



Un varistor à oxydes métalliques prévu pour la protection de circuits en 220 V de petite et moyenne puissances.

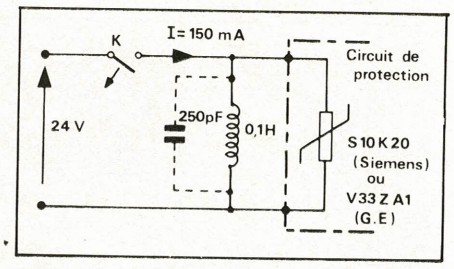


Fig. 6. – Protection d'une inductance lors des commutations. Le varistor sera soudé au plus près des bornes de la self afin d'éviter l'influence de l'inductance des connexions. Cette remarque présente d'ailleurs un caractère général dans l'emploi des varistors et autres éléments de protection.

une tension continue et les puissances dissipées par un courant en une tension alternative de valeur efficace égale à la valeur vraie de la grandeur continue.

Ceci trouvera ses applications dans la détermination du type de VDR à choisir pour une application donnée.

La **figure 4** permet de déterminer les cœfficients multiplicatifs A et B entrant dans le calcul.

La dissipation produite par un courant alternatif de valeur efficace I est A fois celle produite par un courant continu de valeur I.

De même, la dissipation produite par une tension alternative de valeur efficace V est B fois celle produite par une tension continue de valeur V.

Les VDR au carbone de silicium sont employées dans les circuits téléphoniques pour absorber les surtensions apparaîssant dans les bobines de relais ou autres dispositifs de communication.

Des modèles haute-tension se rencontrent fréquemment dans les circuits TV, pour la stabilisation des dimensions verticales et horizontales d'images, la limitation des surtensions dans le transfo trame, ainsi que pour diverses protections.

Leur utilisation est en régression dans les autres domaines, tels que la protection des redresseurs, transformateurs, thyristors, moteurs, lignes d'alimentation etc., en raison de l'apparition de nouveaux composants plus performants.

Les varistors à l'oxyde de zinc

Le varistor à oxyde métallique est apparu en 1971, à la suite de travaux de Matsushita Electric Industrial Co. Il est actuellement commercialisé sous les appellations déposées suivantes :

- SIOV (Siemens)
- GE-MOV (General Electric).

Structure des varistors à oxydes métalliques

Les varistors à oxydes métalliques sont des semi-conducteurs polycristallins, à base d'oxydes de zinc et de bismuth. La compression à haute température de ces éléments constitutifs donne une céramique, dont la forme est celle d'un disque ou d'un bâtonnet, tout comme les VDR au carbure. Les caractéristiques électriques du varistor dépendent de la composition précise de la céramique et de la forme géométrique du disque ou du bâtonnet, forme qui joue également sur les possibilités de dissipation thermique du composant, donc sur ses caractéristiques de puissance. Comme pour les VDR, les fils de connexion sont soudés sur des métallisations effectuées sur les deux faces du dispositif. La **figure 5** représente une coupe d'un varistor à oxydes métalliques.

C'est dans le liant d'oxyde de Bismuth intersticiel que se produit l'essentiel du phénomène de variation d'impédance. Les cristaux d'oxyde de zinc enchâssés dans ce climat mesurent environ 1 μ dans leur dimension la plus importante.

Les varistors actuellement commercialisés présentent un exposant de non-linéarité α voisin de 40, à comparer avec la valeur cinq généralement obtenue avec les VDR au carbure. Rappelons que pour une résistance linéaire $\alpha = 1$; (V = RI).

Caractéristiques des varistors à oxydes métalliques

L'ordre de grandeur du coefficient α rend les varistors à oxydes métalliques comparables aux diodes zener du point de vue de la forme de leur caractéristique tension/ courant.

Les avantages du varistor se situent au niveau de leur structure symétrique, permettant un fonctionnement direct en courant alternatif, de leur coût largement inférieur, et de leurs possibilités d'absorption d'énergie instantanée, sous des courants de crête très importants (plusieurs dizaines de joules sous plusieurs centaines voire plusieurs milliers d'ampères).

Il est facile de déterminer expérimentalement l'exposant α d'un échantillon de varistor, au moyen de deux mesures de courant sous deux tensions différentes :

$$\alpha = \frac{\text{Log } I2/I1}{\text{Log } V2/V1}$$

Cette méthode s'applique non seulement aux varistors, mais également aux autres types d'éléments non linéaires utilisés pour la protection contre les surtensions.

Les varistors du commerce sont vendus pour une tension d'utilisation spécifiée. Cette tension d'utilisation correspond à la valeur efficace de la tension sinusoïdale dont la crête fait circuler 1 mA dans le varistor soumis à cette tension. Pour des raisons de dissipation, ceci s'entend dans les conditions suivantes :

- Tamb = 25 °C
- f = 50 ou 60 Hz
- Refroidissement par convection naturelle uniquement.

Selon les fournisseurs, les tolérances portant sur la tension de service s'échelonnent de 10 à 30 %.

Sur demande, Siemens peut fournir des composants précis à ± 5 %

Ces valeurs de tension efficace peuvent être ramenées à des tensions continues, en les multipliant par $\sqrt{2}$.

Dans ce cas, il convient de calculer également la puissance dissipée $P = V\sqrt{2} \times 1$ mA qui, plus forte que celle dissipée en alternatif, doit rester inférieure à la valeur limite fixée par le dispositif choisi.

Les feuilles de caractéristiques des varistors fournissent également les données suivantes :

- **Absorption d'énergie : (- 40 °C < T < + 85 °C)**

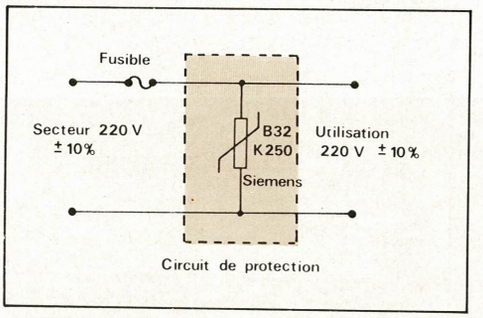


Fig. 7. – Protection contre les surtensions transmises par le secteur.

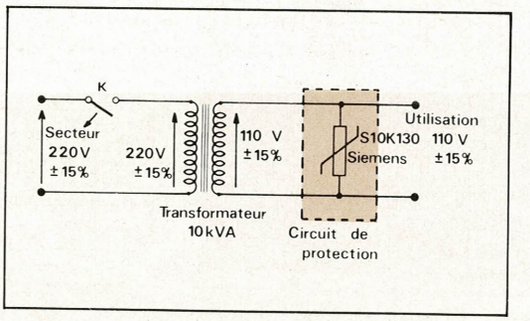


Fig. 8. – Protection contre les surtensions dues a la commutation d'un transformateur.

jusqu'à 160 J (disques ou bâtonnets)
jusqu'à 600 J (blocs moulés)

- **Courant de choc** : ($t \leqslant 7\ \mu s$)
jusqu'à 4000 A (disques ou bâtonnets)
jusqu'à 20 000 A (blocs moulés)

- **Temps de réponse** : < 50 ns

- **Cœfficient de température de la tension** : $0{,}5 \cdot 10^{-3}/°C$.

Utilisation de varistors à oxydes métalliques

Les applications de varistors à oxydes métalliques sont extrêmement nombreuses, notamment dans les domaines suivants : alimentation, télécommunications, dispositifs de signalisation, de surveillance, de télécommande, protection des ordinateurs et microprocesseurs, appareils de soudure, électricité auto, radio-TV, électro-ménager, etc.

Ces utilisations peuvent être classées en trois catégories :

1 - Protection directe d'un ou de plusieurs composants par un montage directement aux bornes

Exemple (fig. 6)

Nous allons montrer qu'un circuit alimenté en basse tension, sous faible courant, et comportant des éléments réactifs d'assez faible valeur peut être le siège de surtensions de très forte amplitude.

La tension d'alimentation est de 24 V, le courant de 150 mA, la charge est constituée par une self de 100 mH et de capacité parasite 250 pF (par exemple la bobine d'un petit relais). Le courant d'alimentation est commuté par un interrupteur K, qui peut être un transistor basse tension (30 ou 50 V). L'énergie emmagasinée dans la self vaut $1/2\ LI^2$.

Lors de la coupure du circuit, cette énergie vient charger la capacité selon $W = 1/2\ CV^2$.

Ecrivons que $1/2\ CV^2 = 1/2\ LI^2$

Nous arrivons, en négligeant les pertes, à :

$$V_{max} = I\sqrt{\frac{L}{C}} =$$

$$0{,}15\ \sqrt{\frac{0{,}1}{250 \cdot 10^{-12}}} = 3\,000\ V$$

Cette surtension, dépassant le centuple de la tension d'alimentation, peut endommager les isolants de la bobine, si sa rigidité diélectrique n'est que de 1 500 V par exemple.

De plus, l'interrupteur, surtout s'il s'agit d'un transistor, risque d'être très rapidement détruit. Un examen des catalogues de varistors permet de choisir, par exemple le S10K20 Siemens ou le V33ZA1 General Electric, dont voici les caractéristiques :

Tension de fonctionnement efficace : 20 V
Tension de fonctionnement continu : 26 V
Charge permanente admissible : 50 mW
Absorption d'énergie max. : 1,2 J.

2 - Protection d'un circuit ou d'un appareil par montage du varistor aux bornes du circuit d'alimentation principal

Exemple : (fig. 7)

Un équipement est relié au réseau EDF 220 V. On suppose que la ligne est le siège d'une onde progressive due à une influence orageuse dans les conditions suivantes :

- Tension secteur : 220 V
- Tension de choc : 40 kV
- Impédance caractéristique de la ligne de champ : $25\ \Omega = Zw$.

La valeur du courant de choc est donnée par :

$$i_{max} = \frac{u_{max}}{Zw} = 1\,600\ A$$

la durée de l'onde choc étant limitée à quelques millisecondes dans le cas d'un éclair.

La protection peut être introduite sous la forme d'un varistor B32K250 Siemens. La valeur nominale de 250 V_{eff} permet une variation de la tension secteur dans les limites de ± 10 % fixées en début d'étude.

3 - Suppression de surtensions transitoires par montage du varistor aux bornes de la source des surtensions

Exemple : (fig. 8)

Un transformateur industriel de 10 kVA est relié au secteur 220 V par l'intermédiaire d'un contacteur K. La tension secondaire est de 110 V. Les variations du secteur sont supposées de ± 15 %.

La tension maximale devant être supportée par le varistor est 110 + 15 % = 126,5 V. Un varistor du commerce dont la tension de service est de 130 V_{eff} convient donc très bien.

Le choix du type précis de varistor à utiliser dépend également de l'énergie devant être absorbée. L'énergie du parasite à absorber provient de l'énergie stockée sous forme magnétique dans le transformateur. Pour déterminer cette énergie, il faut connaître le courant magnétisant (ou courant à vide) du transformateur.

Cette caractéristique est généralement fournie par le fabricant, mais peut se mesurer par un essai à vide. On compte en général 4 % du courant primaire nominal, soit dans notre cas :

$$i_m = 4\ \% \times \frac{10^4}{220} = 1{,}8\ A$$

La valeur crête de ce courant, rencontrée dans les conditions les plus défavorables, est :

$$i_{mc} = 1{,}8 \times \sqrt{2} = 2{,}6\ A$$

d'où un courant secondaire crête de :

$$i_{sc} = 2{,}6\ \frac{220}{110} = 5{,}2\ A$$

C'est ce courant qui devra être absorbé par le varistor.

La connaissance de ce courant nous permet de calculer la tension de crête non répétitive à laquelle seront soumis les composants du circuit secondaire

(110 V nominal). On rappelle que, dans le cas d'un varistor à oxydes métalliques :

$$\alpha \simeq 40 = \frac{\text{Log } I_2/I_1}{\text{Log } V_2/V_1}$$

et que, pour une tension nominale du varistor de 130 V, un courant de 1 mA correspond à une tension crête de $130\sqrt{2} = 183$ V.

On peut donc écrire :

$$40 = \frac{\text{Log } 5{,}2/10^{-3}}{\text{Log } V_2/183} \quad \text{soit :}$$

$$\text{Log } \frac{V_2}{183} = \frac{\text{Log } 5\,200}{40} = 0{,}214$$

$$\text{donc } \frac{V_2}{183} = e^{0{,}214} = 1{,}239$$

autrement dit :

$V_2 = 183 \times 1{,}239 = 227$ V
(contre 183 V nominal)

A titre de comparaison, effectuons le même calcul avec une VDR au carbure de silicium ($\alpha = 5$) et avec une résistance ($\alpha = 1$), simulant un fonctionnement à vide. Le courant de fuite sera conservé égal à 1 mA.

a) VDR au carbure :

$$5 = \frac{\text{Log } 5{,}2/10^{-3}}{\text{Log } V_2/183}$$

$$\text{Log } \frac{V_2}{183} = \frac{\text{Log } 5200}{5} = 1{,}711$$

$$\frac{V_2}{183} = e^{1{,}711} = 5{,}536$$

d'où $V_2 = 183 \times 5{,}536 = 1013$ V

b) résistance pure :

$$1 = \frac{\text{Log } 5{,}2/10^{-3}}{\text{Log } V_2/183}$$

$$\text{Log } \frac{V_2}{183} = \text{Log } 5\,200 = 8{,}556$$

$$\frac{V_2}{183} = e^{8{,}556} = 5\,200$$

$V_2 = 183 \times 5\,200 = 950$ kV

ce qui entraînerait l'amorçage du transformateur bien avant que la tension n'atteigne cette valeur, du moins avec les hypothèses simplificatrices que nous avons utilisées ici, en négligeant les pertes du transformateur.

On notera que ces calculs peuvent être remplacés par une construction graphique très simple sur les courbes caractéristiques fournies par les fabricants, et dont la **figure 9** donne un exemple.

Calculons maintenant l'énergie stockée dans le noyau du transformateur :

$$W = \frac{1}{2} L\, i_{mc}^2$$

énergie que devra absorber le varistor.

L'impédance à vide du transfo vaut :

$$Z = \frac{220}{1{,}8} = 122\ \Omega$$

d'où l'inductance :

$$L = \frac{Z}{2\pi f} = \frac{122}{100\pi} = 0{,}39\ \text{H}$$

L'énergie maximum disponible, correspondant à la valeur crête du courant magnétisant est donc :

$$W = \frac{1}{2} \times 0{,}39 \times (2{,}6)^2 = 1{,}32\ \text{J}$$

Ce qui est compatible avec les caractéristiques des plus petits varistors du marché, malgré la puissance déjà notable de l'installation à protéger. On peut choisir le modèle S10K130 Siemens, dont les dimensions sont :

Ø : 13,5 mm
e : 4,6 mm

On comprend donc que les blocs que constituent les plus gros varistors commercialisés, capables d'absorber jusqu'à 600 joules permettent la protection des plus grosses installations. Les tensions disponibles vont jusqu'à 500 V pour ces blocs, et jusqu'à 1 500 V pour les plus petits modèles.

Les diodes au sélénium

Largement employées dans les montages redresseurs avant le développement massif de diodes au silicium, les diodes au sélénium peuvent également servir à la protection contre les surtensions. Ces semiconducteurs spéciaux sont commercialisés sous diverses appellations : thyrectors, transistops, protistors, etc. Leur exposant de non-linéarité α atteint 10, ce qui leur confère une efficacité nettement supérieure à celle des VDR au carbure de silicium, mais loin d'atteindre celle des varistors à oxydes métalliques, tout en présentant divers inconvénients :

– tenue aux courants de choc limitée

– échauffement notable exigeant d'encombrantes ailettes de refroidissement

– influence du vieillissement sur les caractéristiques

– structure directionnelle exigeant des montages tête-bêche pour l'alternatif.

Renouvelons le calcul de la surtension résiduelle dans le cas représenté **figure 8** avec utilisation d'un montage à diodes au sélénium :

$$10 = \frac{\text{Log } 5{,}2/10^{-3}}{\text{Log } V_2/183}$$

$$\text{Log } \frac{V_2}{183} = \frac{\text{Log } 5\,200}{10} = 0{,}856$$

$$\frac{V_2}{183} = e^{0{,}856}$$

$V_2 = 183 \times e^{0{,}856} = 430$ V

contre 227 V avec un varistor à oxydes métalliques.

Les diodes zener au silicium

L'exposant de non-linéarité α des diodes silicium à effet zener est voisin de 40, tout comme celui des varistors aux oxydes métalliques. De plus, leur tension de coude peut être définie avec une très bonne précision, souvent de 1 %, et les caractéristiques restent très stables. Des versions compensées en température sont disponibles.

Ces composanst souffrent toutefois de deux défauts qui limitent leur usage dans la protection contre les surtensions transitoires :

– comme les diodes au sélénium, les diodes zener doivent être utilisées par paires en alternatif ce qui double à la fois encombrement et prix de revient.

– toute l'énergie absorbée est dissipée au niveau de la jonction, de très petites dimensions, qui subit donc un échauffement prohibitif. En effet, l'absorption se déroulant en un temps très court, le phénomène peut être considéré comme adiabatique, ce qui signifie que le boîtier n'a pas le temps d'évacuer les calories produites, qui restent ainsi confinées dans la jonction. On atteint alors rapidement les conditions destructives.

Il existe certes des modèles spécialement prévus pour l'élimination des surtensions transitoires, mais leur usage reste limité à des applications de faible puissance, et de préférence en courant continu, telles que la protection de microprocesseurs, des circuits intégrés MOS, bipolaires, linéaires, etc.

Nous citerons par exemple les « TVS » Unitrode, existant dans les tensions de 5, 10, 12, 15, 18 et 24 V, et capables de supporter 500 W pendant 1 ms. La technologie employée est celle des diodes zener rapides présentées sous boîtier verre.

Pour les applications dans des circuits de plus forte puissance, nous retiendrons que la solution « diode zener » conduit, par rapport à la solution « varistor », à des performances moindres, pour un encombrement et un coût nettement supérieurs.

une autre lentille identique qui fera converger le faisceau au foyer de la seconde. Cette expérience a été faite à une longueur d'onde de 2 mm avec un tube délivrant une puissance de 1 W.

a) Dans un plan perpendiculaire à l'axe optique, la distribution du champ a été mise en évidence en plaçant en différents points un papier de tirage de document sensible à l'infrarouge proche devant un papier graphité servant de source secondaire. Suivant l'abscisse considérée, on relève ainsi une série de taches de diamètre variable.

b) Sur l'axe optique, un fil de coton imprégné de chlorure de cobalt passe du rouge au bleu dans une région de forte intensité du champ électromagnétique. Ce phénomène est réversible par suppression du champ et en présence d'une forte humidité.

Ensemble miroir **(fig. 12)**

L'ensemble est formé de deux miroirs en laiton. L'un servant de plan de référence est fixe, l'autre mobile tout en restant dans un plan parallèle au premier. Le déplacement est assuré par un chariot de précision à roulement à billes. La position relative des deux miroirs est réglée et repérée à l'aide d'une tête micrométrique et d'un ressort de rappel. Un chariot identique mais plus gros permet un déplacement de l'ensemble des deux miroirs par rapport au socle. Le tout peut pivoter autour d'un axe pour les études en incidence oblique.

Modulation

Pour les mesures en hyperfréquences, lorsque le signal délivré par la source n'a pas une amplitude suffisante, ou lorsque l'on désire tout simplement travailler dans des conditions confortables, il est commode de moduler le générateur par un signal rectangulaire de basse fréquence de l'ordre de 1 kHz par exemple. Cette opération est en général très facile au niveau du tube. Le signal HF utile est dans ce cas haché en tout ou rien **(fig. 13)**.

Sur le détecteur, on obtient une tension continue découpée au même rythme. Ce signal est ensuite amplifié d'une façon sélective sur le fondamental de la décomposition en série de Fourier :

$$v = \frac{4\,A}{\pi} \cdot \left(\cos \omega t + \frac{1}{3} \cdot \cos 3\,\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\,\omega t + \ldots\right)$$

A la sortie de l'amplificateur, il suffit de faire la mesure à l'aide d'un voltmètre électronique classique.

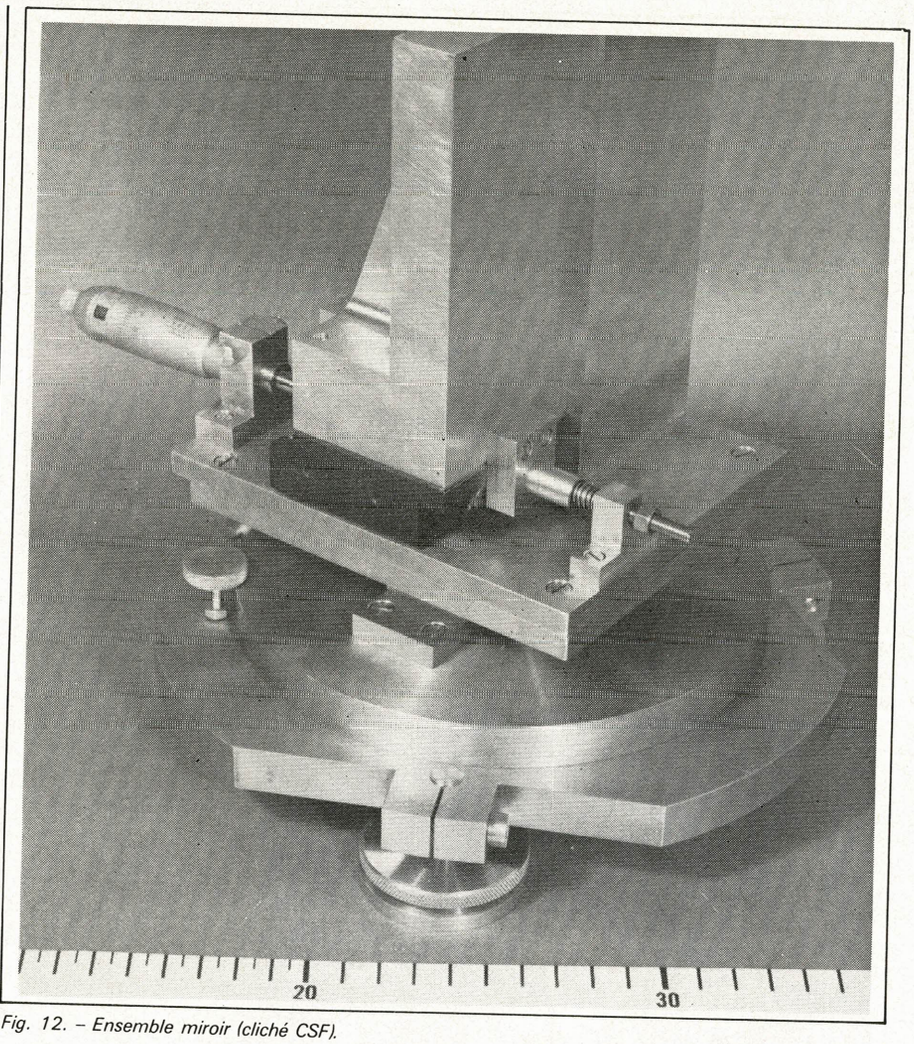
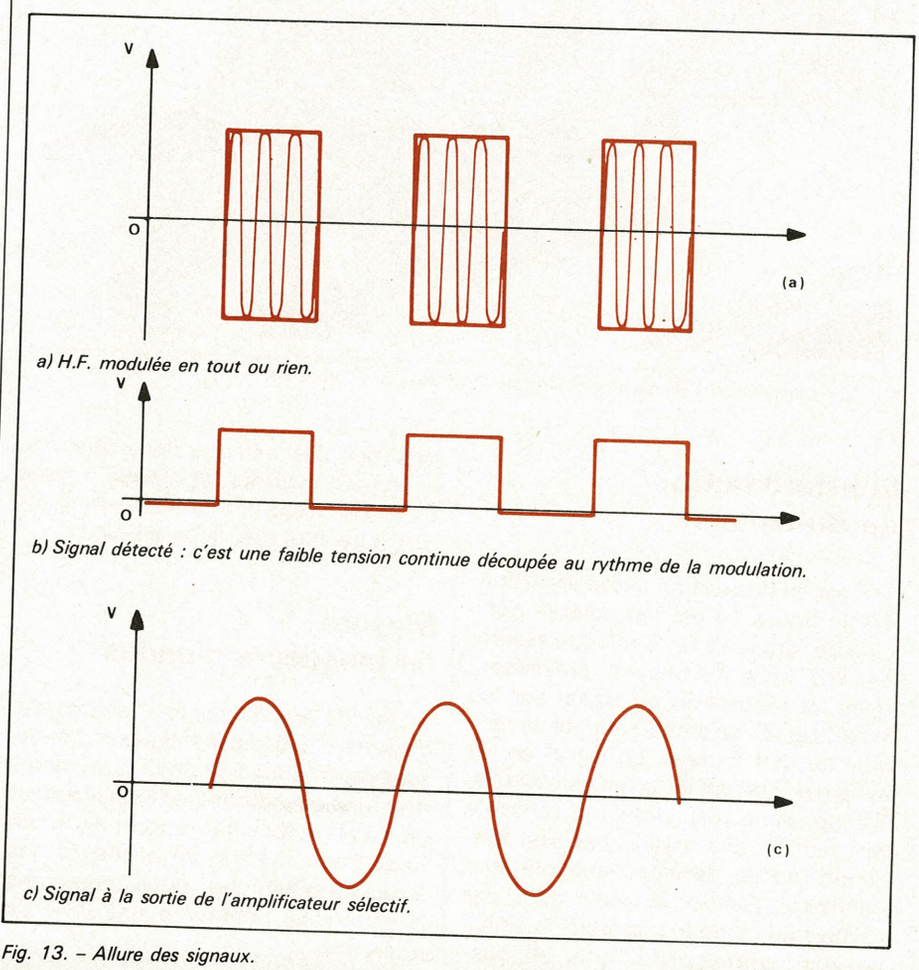


Fig. 12. – Ensemble miroir (cliché CSF).



a) H.F. modulée en tout ou rien.

b) Signal détecté : c'est une faible tension continue découpée au rythme de la modulation.

c) Signal à la sortie de l'amplificateur sélectif.

Fig. 13. – Allure des signaux.

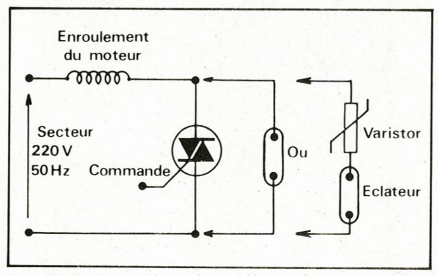


Fig. 10. – Protection d'un triac par éclateur.

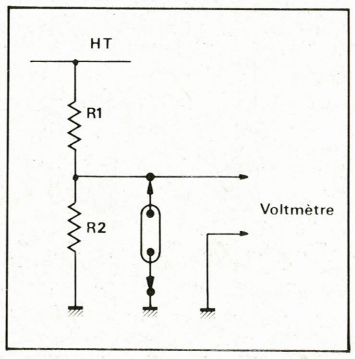


Fig. 11. – Protection d'instruments de mesure HT.

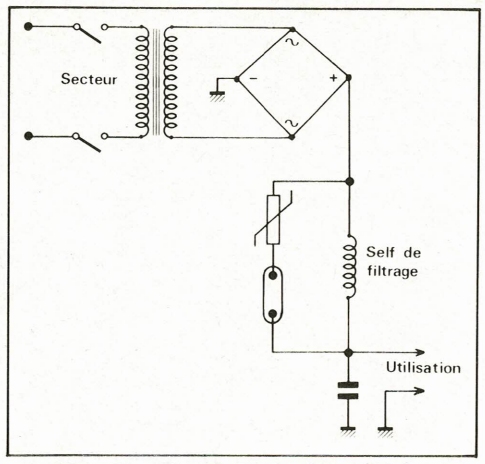


Fig. 12. – Protection d'une alimentation.

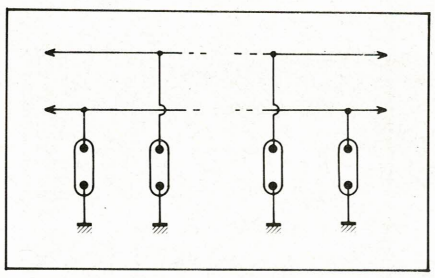


Fig. 13. – Protection des lignes de télécommunications.

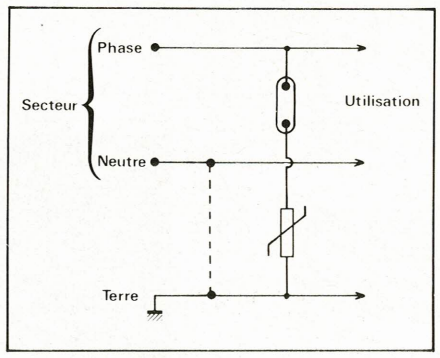


Fig. 14. – Élimination des surtensions véhiculées par le secteur.

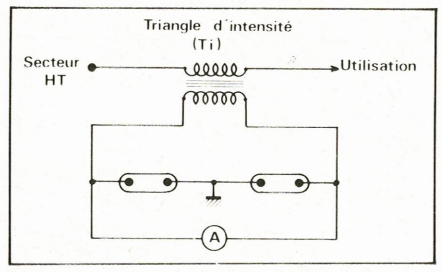


Fig. 15. – Protection des lignes de mesure.

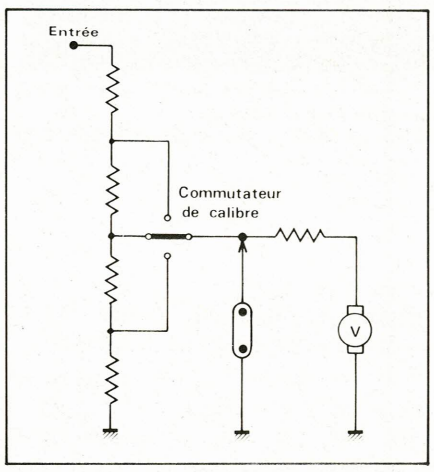


Fig. 16. Protection des appareils de mesure.

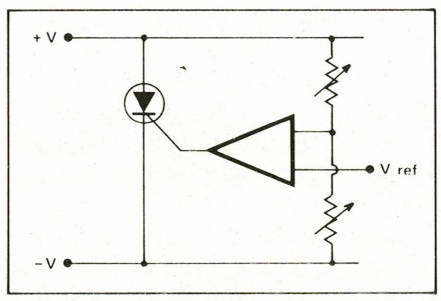


Fig. 17. – Synoptique des limiteurs hybrides « Lambda ».

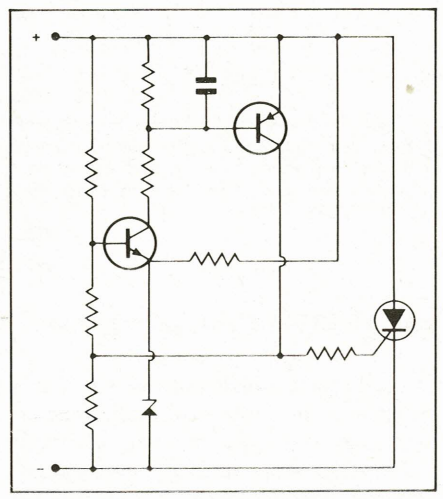
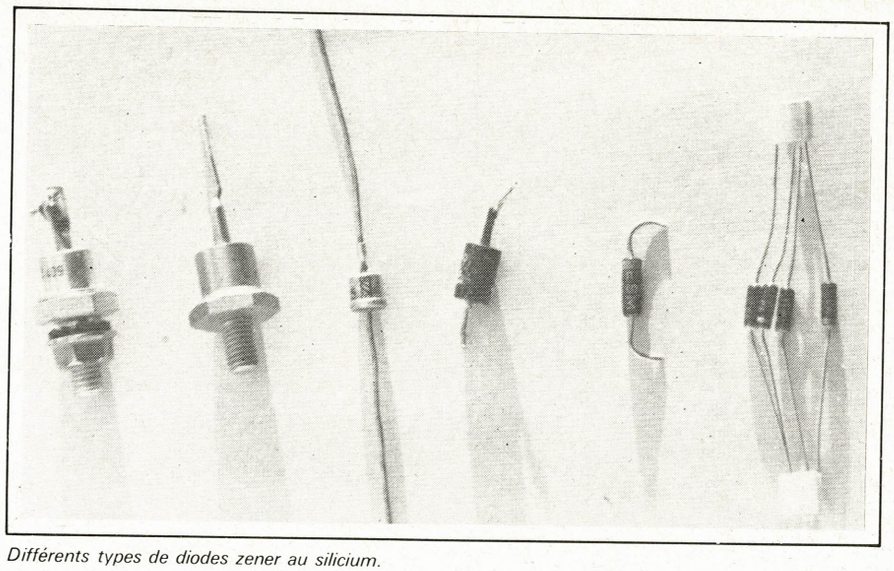
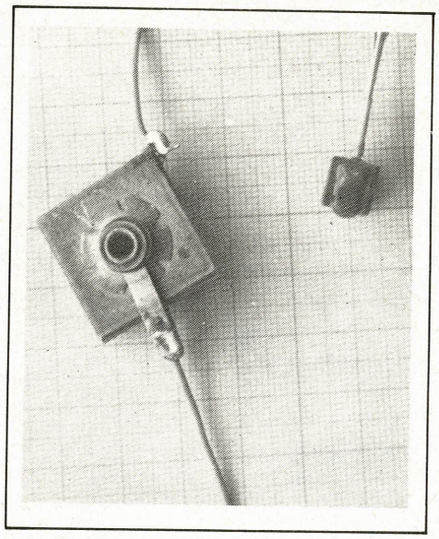


Fig. 18. – Schéma interne des limiteurs hybrides « Lambda ».



Différents types de diodes zener au silicium.



Deux exemples de diodes au sélénium.

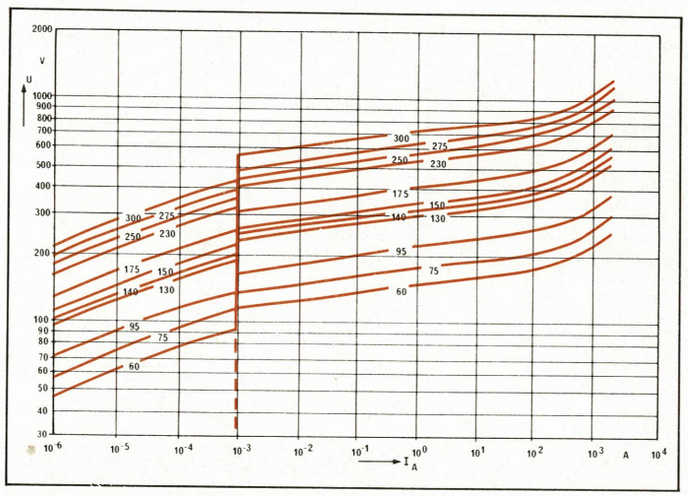


Fig. 9. – Un exemple de courbes caractéristiques V = f (I) en coordonnées Log-Log, pour des varistors à oxydes métalliques de 60 à 300 Veff (série S 20 K... Siemens).

Les chemins de fer électriques font largement appel aux éclateurs pour la protection des lignes de traction, de signalisation et de télécommunications.

Les éclateurs à gaz rare

Largement utilisés par les P.T.T. et la S.N.C.F., les éclateurs couvrent le domaine de tensions s'étendant de 75 V à plusieurs kilovolts. Leurs applications sont surtout du ressort de l'électrotechnique et des télécommunications. Leurs qualités sont appréciées dans le domaine des hautes tensions.

Structure des éclateurs à gaz rare

Les éclateurs sont des tubes à gaz, constitués de deux électrodes disposées face à face à l'intérieur d'une enceinte en métal et verre ou métal et céramique.

Un composé actif est déposé sur les électrodes, qui agit sur les propriétés de l'éclateur, notamment sur ses tensions d'amorçage et d'extinction. L'ampoule contient un gaz rare additionné d'une substance radioactive favorisant la préionisation, réduisant de ce fait la dispersion des tensions d'amorçage.

La présence de cette substance tombe, en France, sous le coup des conditions particulières d'emploi des radioéléments artificiels dans les tubes électroniques et les tubes à décharge (édition juin 1975)

L'emploi des éclateurs est, par là-même, interdit dans certains appareils. Se renseigner auprès de la Commission interministérielle des radioéléments artificiels, B.P. N° 8, 91190 Gif-sur-Yvette.

Caractéristiques des éclateurs à gaz

Les caractéristiques des éclateurs varient suivant les conditions extérieures (lumière ambiante, température, durée de stockage, forme d'onde du parasite à éliminer), ce dont tient compte la tolérance donnée par le constructeur sur les valeurs de tension.

Ces tolérances sont généralement comprises entre 15 et 25 %. Les éclateurs sont donc des composants bon marché, efficaces, mais limités en précision ce qui délimite leur domaine d'application.

On peut définir les caractéristiques suivantes :

– **tension continue d'amorçage :**

C'est la valeur de la tension d'amorçage de l'éclateur soumis à une tension continue croissante. Sa variation après une décharge permet d'apprécier le comportement en service.

– **tension de choc d'amorçage :**

C'est une caractéristique du fonctionnement dynamique d'un éclateur. L'éclateur étant soumis à une tension de choc à crête suffisamment élevée (10 kV par exemple), cette valeur est

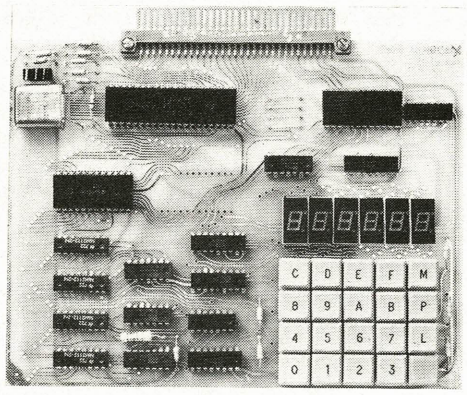
EMR

1er constructeur français de micro-ordinateurs domestiques présente la série 1 000

Applications :
- **Automatique,** de la chaîne de production au train électrique
- **Acquisition de données** et traitement
- **Petite gestion**
- **Jeux,** etc...

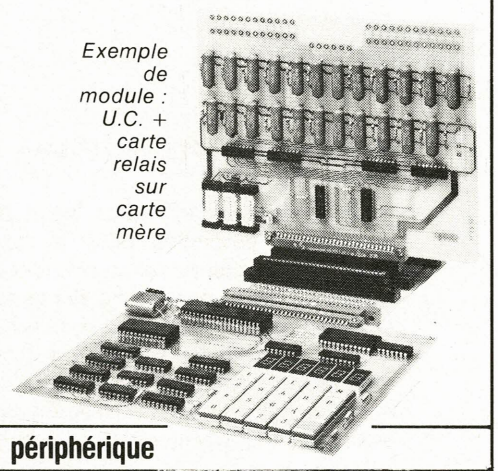
L'unité centrale (1003)

- Alimentation unique + 5 V
- Microprocesseur Mos canal N, 8 bits parallèle type SC/MP II
- 512 octets de PROM (+ 512 en option)
- 256 octets de RAM (+ 256 en option)
- Clavier Hexadécimal + touches de fonction
- Affichage par 6 x 7 segments
- Connecteur imprimé 62 points
- Livré avec notice détaillée, carnet de programmation et des exemples de programmes



Prix en ordre de marche
1 150 F TTC
Prix en kit :
985 F TTC

Carte extension de bus-64 Koctets de mémoire (1100)
Carte mère (1025)
Interface cassette avec magnétophone (1040)
Carte mémoire mixte 4K PROM, 4K RAM (1050)
Carte relais (1036)
Carte à wrapper (1015)
Carte d'entrée 64 entrées (1064)
Carte de calcul scientifique (1075)
Interface télégraphique V 24 code Baudot (1080)
Carte mémoire dynamique 16 Koctets (1055)
Carte interface télétype transparent à tout code (1045)



Exemple de module : U.C. + carte relais sur carte mère

PROM programmés, RAM, connecteurs, alimentations pour microprocesseurs et tout périphérique

Réseau de distribution

- **RTF/Distronique** à Neuilly
- **Facen** à Lille, Nancy, Strasbourg, Rouen
- **Debellé** à Fontaine
- **Fenner** à Genève
- **Pentasonic** à Paris

EMR

7, rue du Saule
92160 Antony

« Points micro »

(Revendeurs agréés pour leur compétence en micro-informatique)

— 5, rue Maurice Bourdet, 75016 Paris
— 13, rue Baptiste Marcet, Z.I. Fontaine Sassenage, 38600 Fontaine
— 9 bis, rue du Bas Chamfleur, 63000 Clermont-Ferrand
— 6, rue des œillets, Rixheim
— 6, rue de la Loi, Mulhouse
— 32, rue Oberlin, Strasbourg

Depuis le 3 avril, ouverture de la boutique EMR

183, avenue de Choisy, 75013 Paris
Métro : Place d'Italie
Tél. : 581-51-21
Vente par correspondance également (matériel assuré et envoi recommandé urgent)

celle de la tension aux bornes de l'éclateur à l'instant de l'amorçage. La pente du front d'essai est fixée à 5 kV/μs par la norme allemande VDE.

Le fonctionnement simplifié d'un éclateur est le suivant : lorsque la tension appliquée à l'éclateur atteint la valeur d'amorçage, un arc hautement conducteur s'établit dans le tube. La tension d'arc s'établissant aux environs de 10 à 20 V et rien dans la structure de l'éclateur ne venant limiter le courant, il est presque toujours nécessaire de prévoir un élément impédant remplissant cette fonction. Il s'agit d'ailleurs souvent d'un varistor. On bénéficie alors simultanément de la rapidité de réponse associée à un fort pouvoir d'écoulement, ce qui donne des résultats extrêmement intéressants.

L'extinction de l'éclateur se produit lorsque le courant s'annule ce qui, en alternatif, est obtenu deux fois par période. En continu, c'est au varistor qu'incombe la charge d'éteindre l'éclateur en faisant tomber le courant au dessous de 500 mA environ.

Pour certains types d'éclateurs, c'est la chute de la tension principale au dessous de 80 à 100 V (parfois 150 à 200 V) qui éteint le tube.

L'extinction de l'éclateur est impérative après le passage de la surtension éliminée, sans quoi sa protection future deviendrait inopérante.

Les applications des éclateurs

a) protection des thyristors et triacs : fig. 10

Les thyristors et triacs sont fréquemment employés pour la commande des moteurs (perceuses électriques à variateur par exemple). Les surtensions occasionnées par les commutations sur charges selfiques peuvent rapidement détériorer ces semiconducteurs. Deux solutions existent pour éviter ces inconvénients :

– surdimensionner le semiconducteur au point de vue tension inverse, ce qui est une solution coûteuse
– protéger convenablement un semiconducteur ordinaire, donc bon marché.

On place alors un éclateur directement en parallèle sur le thyristor ou triac, à condition que les enroulements du moteur limitent le courant à 35 A ou moins, afin de rester dans les valeurs limites de l'éclateur. Dans le cas contraire, un varistor doit être monté en série avec l'éclateur. Toute surtension amorce l'éclateur qui s'éteint au prochain passage par zéro de la tension secteur.

b) protection des instruments de mesure HT : fig. 11

L'éclateur évite que la tension aux bornes du voltmètre n'atteigne une valeur dangereuse en cas de coupure du circuit de la résistance R_2.

c) protection des alimentations : fig. 12

La self de filtrage de ce circuit d'alimentation peut induire des surtensions importantes lors de la manœuvre de l'interrupteur secteur. Le montage protecteur prévu évite de répercuter ces surtensions sur les circuits alimentés. Toute surtension amorce l'éclateur qui est éteint par le varistor dès disposition de la surtension.

d) protection de lignes de télécommunications : fig. 13

Les lignes aériennes sont particulièrement exposées aux surtensions d'origine atmosphérique ou dues au voisinage avec des lignes de transport de force. Des éclateurs placés à chaque extrémité protègent efficacement les équipements terminaux.

e) protection contre les surtensions issues du secteur : fig. 14

Toute surtension véhiculée par le secteur amorce l'éclateur qui s'éteint lors du passage par zéro de la tension. Le varistor limite le courant traversant l'éclateur et assure la bonne extinction de l'éclateur.

f) protection des lignes de mesure : fig. 15

Toute surtension provenant du réseau HT est dérivée à la terre par les éclateurs évitant tout danger pour le circuit de l'ampèremètre et pour le personnel. La protection agit également en cas de coupure du circuit de l'ampèremètre. En effet, le TI est un transfo élévateur qui, à vide, peut délivrer des tensions très élevées.

g) protection des appareils de mesure : fig. 16

Une erreur de calibre peut amener une tension dangereuse aux bornes du voltmètre. Un éclateur 90 V placé à ses bornes évite tout dégât lors de manipulations en haute tension.

Les limiteurs de tension hybrides

Jusqu'à présent, nous n'avons envisagé que le cas de composants dont les propriétés de variation d'impédance avec la tension étaient liées à un phénomène physique bien déterminé. Cependant, il est possible de réaliser au moyen de composants classiques des circuits dont le comportement est voisin de celui des éléments non linéaires qui viennent d'être étudiés. Nous prendrons comme exemple les limiteurs hybrides prévus pour équiper les alimentations stabilisées « Lambda Electronique ».

Le synoptique de ces types de limiteurs, capables selon les modèles de dériver un courant permanent de 6 à 35 A ou des courants impulsionnels de 150 à 350 A, apparaît en **figure 17**. Le temps de réponse à une surtension est inférieur à 5 μs.

Le principe de fonctionnement est fort simple, dès que la tension aux bornes du circuit atteint ou dépasse une valeur fixée, le comparateur déclenche le thyristor qui vient court-circuiter l'alimentation dont la tension de sortie tombe alors quasiment à zéro, mais qui délivre alors un courant maximal. La remise à zéro s'obtient en interrompant ce courant, ce qui peut résulter de la fusion d'un coupe-circuit. La **figure 18** donne le schéma interne de ces limiteurs hybrides qui, selon les puissances, sont réalisés en technologie monolithique ou en couche épaisse. Les premiers sont présentés en boîtier TO 3, les seconds dans un boîtier particulier à Lambda.

Avec ce type de limiteurs, nous sortons déjà du domaine des limiteurs de surtensions **transitoires,** puisque leur rôle est plutôt de dériver du circuit protégé un courant **permanent** de forte valeur.

Conclusion

Le lecteur aura remarqué que cet exposé laisse une grande place aux considérations relatives aux varistors à oxydes métalliques. C'est qu'en effet ce type de composant semble être appelé à l'horizon 80 à éclipser ses concurrents, tout au moins dans son domaine d'emploi qui, nous assure-t-on, devrait s'élargir à la fois vers les hautes tensions (protection des tubes cathodiques) et vers les basses tensions (électricité automobile). Dès à présent, les performances de ces éléments permettent de protéger à moindre coût une grande variété d'équipements exposés aux surtensions transitoires de toutes origines.

Patrick Gueulle
Ingénieur EFREI

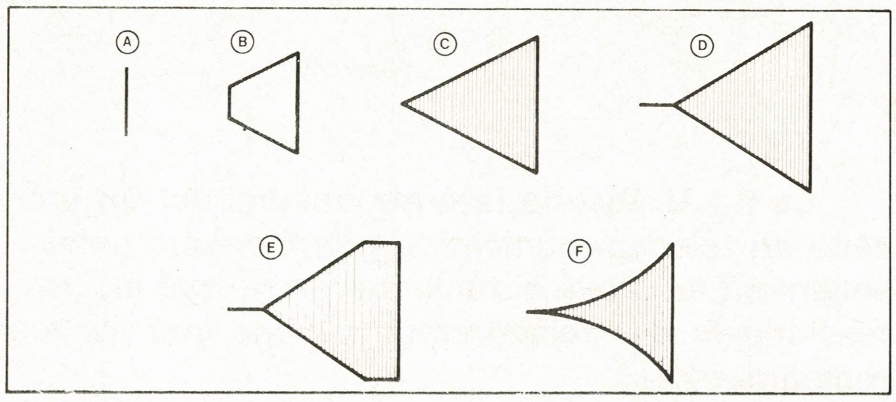
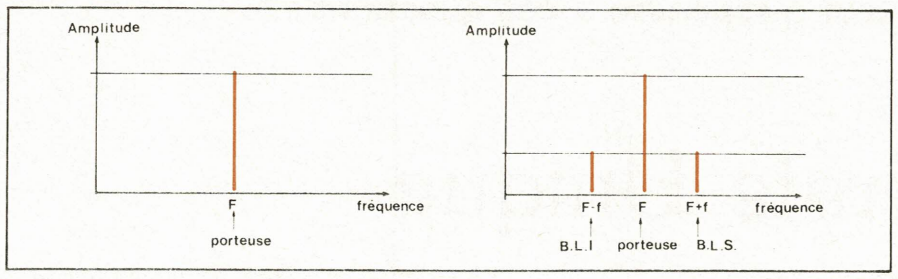


Fig. 3. – Méthode de contrôle dite du « trapèze ». – Fig. 3A : H.F. non modulée (correspond à la figure 1B). – Fig. 3B : Modulation à 50 % (correspond à la figure 1C). – Fig. 3C : Modulation à 100 % (correspond à la figure 1D). – Fig. 3D : Surmodulation ; « coupures » dans le signal (correspond à la figure 1E). – Fig. 3E : Surmodulation avec « coupures » et écrêtage des crêtes positives. – Fig. 3F : Non linéarité de modulation.



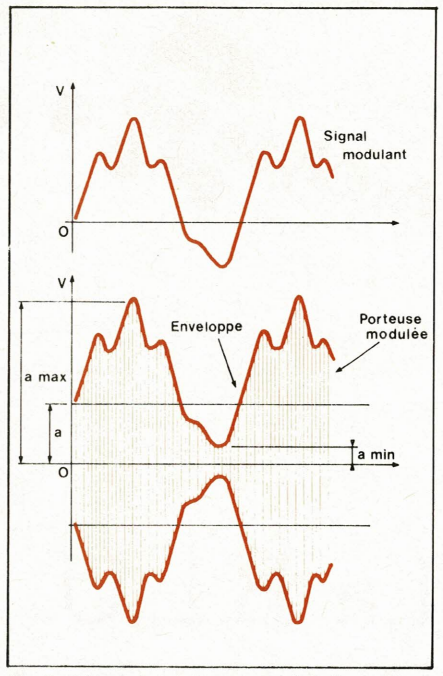
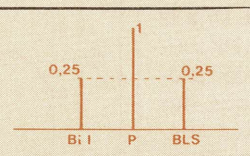
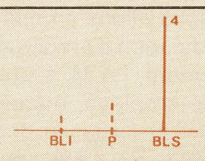
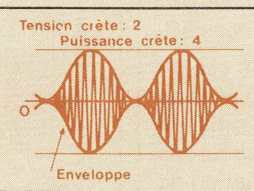
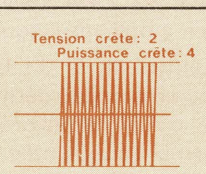
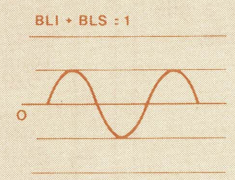
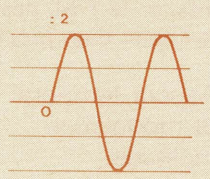


Fig. 2 – Modulation de la porteuse de la figure 1B par un signal périodique non sinusoïdal. Le taux de modulation est égal à : $(a_{max} - a_{min})/2a$.

◄ *Fig. 4 – La modulation d'amplitude ; aspect spectral.*

◄ *Fig. 5 : Comparaison A.M./B.L.U. à puissance crête identique ; pour obtenir ces 9 dB, il faudrait un émetteur A.M. huit fois plus puissant.*

	Modulation d'amplitude 100 W + 50 W mod. BF	B.L.U. Puissance crête : d°AM
Spectres avec indications de puissances crêtes		
Signal HF		
Tension détectée au récepteur (tension B.F.)		
Bruit à la sortie du récepteur (pour une puissance de bruit arbitraire à l'entrée du récepteur identique en A.M. et en B.L.U.	0,1 V pour une bande passante de 6 kHz	0,07 V pour une bande passante de 3 kHz
Rapport signal sur bruit	$20 \log . \frac{1}{0,1} = 20$ dB	$20 \log . \frac{2}{0,07} = 29$ dB
B.L.U. : + 9 dB		

La **figure 1E** montre les distorsions de l'enveloppe, donc de l'information transmise, qu'occasionne une surmodulation. On remarque qu'il apparaît alors des « coupures » dans le signal résultant, qui perturbent le spectre de fréquence du signal émis.

La présentation que nous venons de faire utilise un seul signal sinusoïdal comme signal modulant. Elle reste vraie pour des signaux périodiques de forme quelconque, ceux-ci pouvant en effet être décomposés en une somme de signaux sinusoïdaux (décomposition en Série de Fourier). **(fig. 2).**

2) Procédés de contrôle liés à l'aspect « temporel »

- Le premier procédé qui vient à l'esprit consiste à observer à l'oscilloscope la porteuse modulée : on obtient des oscillogrammes comparables à ceux des **figures 1C, D, E et 2B.** Ce simple procédé permet de mettre en évidence toute surmodulation, ce qui est déjà très utile, mais ne met pas en évidence les non-linéarités
- « Méthode du trapèze » : on utilise toujours l'oscilloscope mais, cette fois-ci en mode X-Y : la voie Y est comme précédemment attaquée par la porteuse modulée, la voie X est attaquée par le signal modulant. On obtient les images représentées par la **figure 3.**

Analyse

La B.L.U. (bande latérale unique) est un procédé de télécommunication téléphonique universellement employé actuellement tant par les professionnels des télécommunications que par les radioamateurs.

Pourquoi et comment ?

Nous espérons que notre exposé aidera le lecteur à répondre à ces questions

La B.L.U.
Bande Latérale Unique

Rappels sur la modulation d'amplitude

Nous allons comparer la B.L.U. à la modulation d'amplitude (A.M.). Historiquement, l'A.M. a été le premier procédé employé, même à l'époque des ondes amorties et des « postes à étincelles ». Elle a été quasiment universellement employée jusqu'aux années 50.

Maintenant, la B.L.U., qui n'est en fait qu'un procédé dérivé de l'A.M. (une sorte d'A.M. améliorée), l'a presque totalement supplantée. Nous ne ferons pas de comparaison à la modulation de fréquence, les procédés étant trop différents, et la F.M. devant faire à elle seule l'objet d'un prochain article.

1) Aspect temporel de la modulation d'amplitude

La **modulation**, au sens général du terme, consiste à faire transporter par un signal **(la porteuse)**, une information appelée **signal modulant** ou **modulation**.

Dans le procédé appelé modulation d'amplitude, on fait varier, en général de façon linéaire, l'amplitude de la porteuse en fonction du signal modulant. Ceci est illustré par la **figure 1**. La **figure 1B** représente la porteuse pure sans modulation, la **figure 1A** le signal modulant (l'information à transmettre). Sur la **figure 1C**, on voit le résultat de la modulation.

Le rapport m/a, exprimé en pourcentage est appelé « taux de modulation ». La **figure 1D** représente une modulation de 100 %, alors que sur la **figure 1C** le taux de modulation est de 50 %.

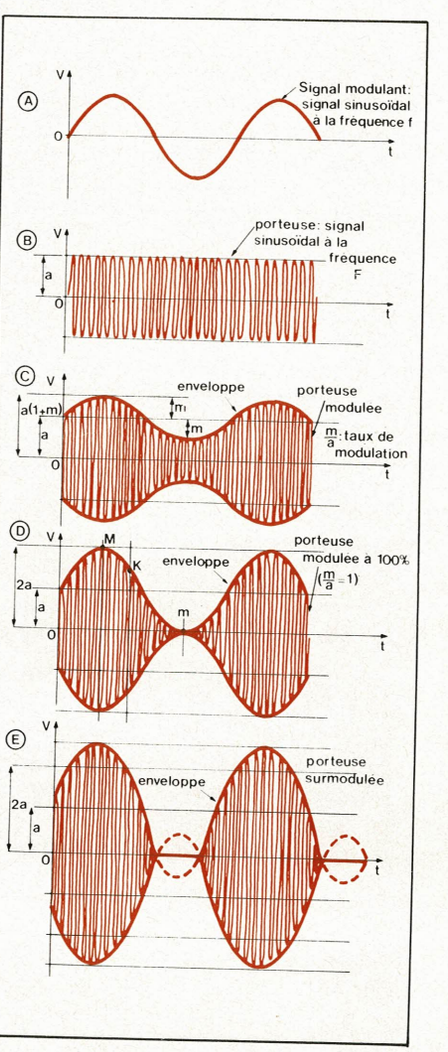


Fig. 1 – La modulation d'amplitude ; aspect temporel. Dans le cas de la fig. 1E, on voit qu'il y a surmodulation, d'où distorsions et « coupures » dans le signal.

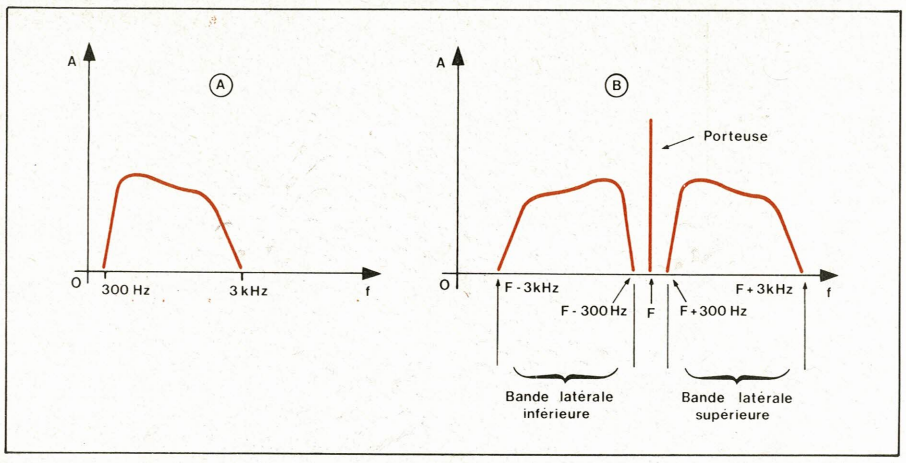


Fig. 7. – Le spectre de la parole (A) et le spectre de la modulation d'amplitude correspondante (B).

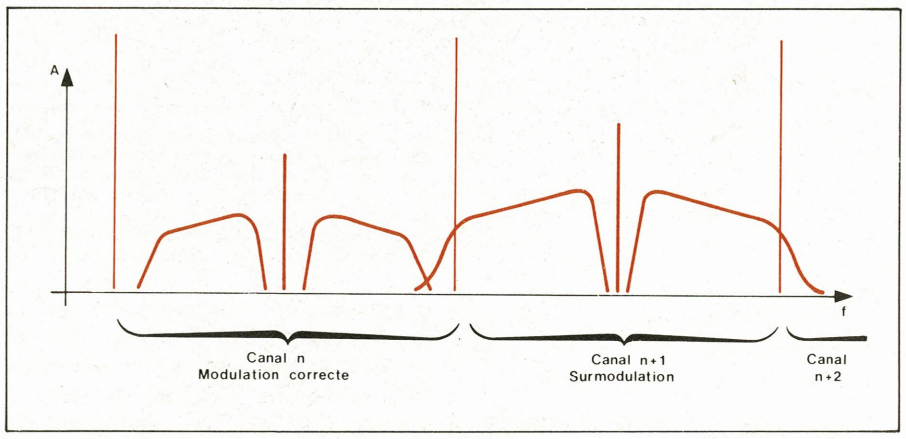


Fig. 8. – La surmodulation de l'émission située dans le canal n + 1 perturbe le canal n et le canal n + 2 à cause de l'élargissement du spectre.

l'émetteur par le signal modulant. L'étage fournit son maximum de puissance lors des crêtes du signal modulant ; en l'absence de modulation, il fournit une puissance égale au quart de la puissance crête. On dit que l'on a alors affaire à une **« modulation de rendement »**.

C'est le cas des modulations par la grille de commande, par la grille écran, par la grille de suppression pour les étages à tubes ou de la modulation par la base pour les étages à transistors.

– modulation par apport d'énergie :

Le signal modulant fournit, après amplification, l'énergie nécessaire pour « gonfler » la porteuse lors des crêtes de modulation. L'énergie apportée par le signal modulant se retrouve aux rendements près, dans les bandes latérales du signal modulé.

Ainsi, la modulation à 100 % d'un étage de puissance alimentation 100 W demande 50 W de signal basse fréquence. Si l'on admet un rendement de 60 % de cet étage, la puissance crête dans chaque bande latérale sera de

$$\frac{50 \times 60}{100} \times \frac{1}{2} = 15 \text{ watts.}$$

C'est le cas de la modulation plaque des étages à tubes, de la modulation collecteur pour les étages à transistors.

• *Procédés de réception :*

La « détection » permet d'extraire le signal modulant du signal modulé reçu.

– détection diode (ou détection d'enveloppe) :

Il s'agit en fait d'une détection de valeur crête du signal modulé, que l'on peut considérer également comme un simple redressement suivi d'une intégration.

– détection synchrone :

Elle fait appel à la multiplication, dans un étage multipliplieur, d'un signal sinusoïdal de référence, ayant la fréquence de la porteuse et une amplitude constante, par le signal modulé en amplitude reçu.

Cette multiplication fournit des composantes à fréquence proche de la fréquence de la porteuse qu'il est facile d'éliminer, une composante continue proportionnelle à l'amplitude du signal reçu qui peut être utilisée pour un contrôle automatique de gain du récepteur, et le signal modulant.

6) Quelques remarques sur l'A.M. :

Notre petite étude de la modulation d'amplitude nous permet maintenant de faire quelques remarques qui feront mieux comprendre l'intérêt des procédés que nous allons analyser par la suite :

• La puissance « efficace » du point de vue télécommunication est la puissance contenue dans les bandes latérales. De ce point de vue, la composante à la fréquence porteuse qui ne transporte aucune information est inutile. Un émetteur A.M. de 100 W alimentation, modulé à 100 % par un amplificateur basse fréquence fournissant 50 W émettra donc, si l'on admet un rendement de 60 % pour l'étage final, une puissance « efficace » de 30 W (**fig. 5,** colonne de gauche). On gaspille donc notablement les possibilités de l'étage de puissance de l'émetteur.

• Le spectre occupé par le signal A.M. a deux fois la largeur du spectre du signal modulant.

Cette fois-ci, il y a gaspillage de « place » puisque cette largeur est due à la redondance des informations transmises : les deux bandes latérales sont absolument semblables, symétriques par rapport à la porteuse.

Nous n'avons pu qu'aborder dans ce numéro (par manque de place) les problèmes relatifs à la B.L.U. Cette étude se terminera donc dans notre prochain numéro, le présent article n'étant en fait qu'un préambule.

D. HEYDEN

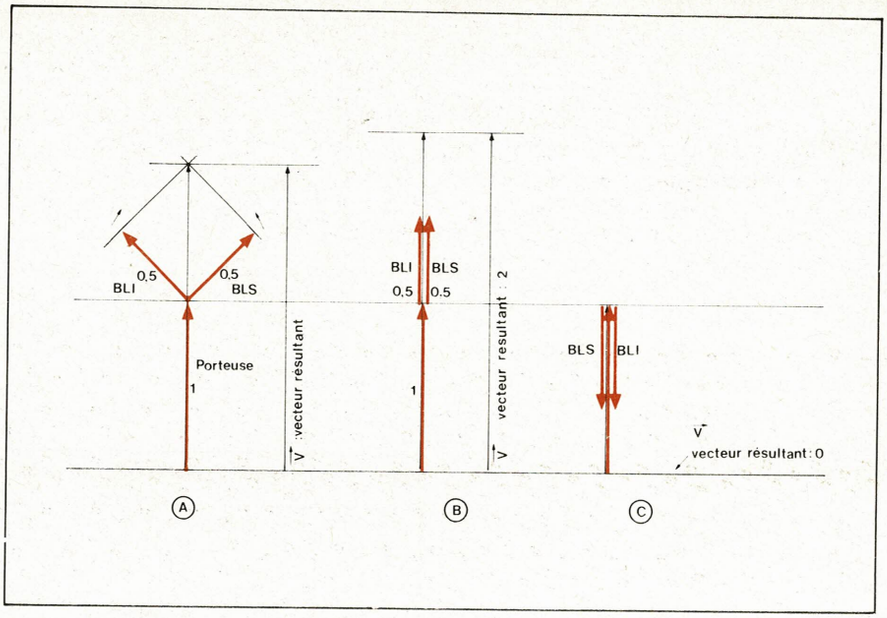


Fig. 6 - Représentation de Fresnel ; comment les bandes latérales et la porteuse se combinent pour recréer l'enveloppe de modulation (cas d'une modulation à 100 %). La figure 6A est le cas général (point K de la figure 1D) ; la figure 6B est le cas correspondant à $V_{max} = 2$ (point M de la fig. 1D) ; la figure 6C est le cas correspondant à $V_{min} = 0$ (point m de la fig. 1D).

3) Aspect « Spectral » de la modulation d'amplitude

Nous avons considéré la modulation d'amplitude sous son aspect temporel, c'est-à-dire en se préoccupant de la variation des divers signaux en fonction du temps : c'est bien sûr le premier aspect à aborder, le plus intuitif.

On peut, de façon plus abstraite, se préoccuper de l'aspect « spectral », c'est-à-dire s'intéresser au spectre de fréquence des divers signaux.

L'aspect temporel et l'aspect spectral sont deux présentations équivalentes du même phénomène. On peut passer mathématiquement de l'une à l'autre (transformées de Fourier).

Selon le problème envisagé, l'une ou l'autre de ces présentations est plus utile, plus « parlante ».

Nous n'encombrerons pas notre exposé de lignes d'équations. Il faut quand même dire que moduler une porteuse à la fréquence F par un signal sinusoïdal à la fréquence f revient à faire le produit des expressions mathématiques de ces deux signaux. On pourrait alors démontrer que l'on crée ainsi deux signaux supplémentaires, aux fréquences F–f et F+f, ayant des amplitudes dépendant du taux de modulation **(voir fig. 4)**, l'amplitude de la composante à la fréquence porteuse étant en principe constante. Ces signaux sont appelés **« bandes latérales »** inférieure (F–f) et supérieure (F+f). Dans le cas d'une modulation à 100 %, les bandes latérales ont une amplitude moitié de la porteuse. La puissance dans une bande latérale est donc le quart de la puissance dans la porteuse **(fig. 5 – ligne 1 du tableau)**. On peut passer de l'aspect temporel à l'aspect spectral en considérant la représentation vectorielle de la **figure 6** (Représentation dite de « Fresnel »). Sur la **figure 6A** on a représenté le cas général : le vecteur représentant la porteuse et les deux vecteurs correspondants aux bandes latérales, dans le cas d'une modulation à 100 %.

La **figure 6B** correspond à l'instant où les vecteurs B.L.I. et B.L.S. sont en phase avec la porteuse : la sommation vectorielle donne un vecteur résultant de module égal à deux fois le module de la porteuse : on se trouve alors au point « M » de la **figure 1D**, c'est-à-dire en « crête » de modulation.

A l'opposé, la **figure 6C** correspond à l'instant où les vecteurs B.L.I. et B.L.S. sont en opposition de phase avec la porteuse. Le vecteur résultant est nul : on se trouve au point « m » de la **figure 1D**, c'est-à-dire dans un « creux » de modulation.

Comme nous l'avons déjà dit pour la présentation temporelle, la présentation spectrale faite avec pour signal modulant un seul signal sinusoïdal à la fréquence f reste valable pour des signaux périodiques de forme quelconque : ceci est illustré par la **figure 7**.

La **figure 7A** représente par exemple le spectre de la parole, limité volontairement à 300 Hz/3 000 Hz ; la **figure 7B** représente le spectre de la modulation d'amplitude correspondante. Les amplitudes relatives des bandes latérales et de la porteuse dépendent du taux de modulation. On comprend facilement que si l'on ne veut pas dégrader l'information transmise, tous les éléments du canal de communication (de l'émetteur au récepteur en passant par le milieu de propagation) doivent présenter une bande passante suffisante pour transmettre l'ensemble des deux bandes latérales, soit 6 kHz dans notre exemple.

4) Procédés de contrôle liés à l'aspect spectral

Ce procédé est évident d'après ce que nous venons de dire : c'est l'analyse spectrale. L'analyse spectrale met en évidence les non-linéarités de modulation par la déformation du spectre des bandes latérales qui n'est plus identique au spectre du signal modulant.

Par ailleurs, toute surmodulation faisant apparaître des « coupures » dans le signal **(voir fig. 1E)** ou un écrêtage des crêtes de modulation, se traduit par un élargissement visible du spectre expliquant la gêne que peut apporter une surmodulation aux communications dans les canaux voisins **(voir fig. 8)**.

5) Aperçu des procédés d'obtention et de réception de l'A.M.

• *Procédés d'émission :* on peut distinguer deux classes de procédés d'obtention d'A.M. :

– modulation par modification du point de fonctionnement d'un étage de

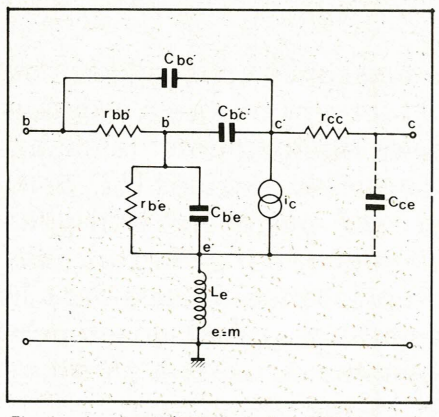


Fig. 1. – Le circuit équivalent d'un transistor « planar épitaxial » en haute fréquence.

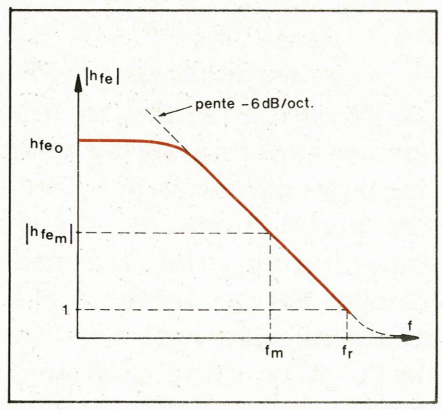


Fig. 2. – Variation du module du coefficient de transfert de courant h_{fe} en fonction de la fréquence.

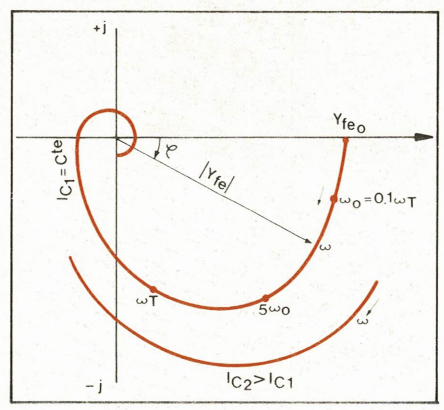


Fig. 3. – Variation de la pente de transfert $y_{fe} = |y_{fe}| . e^{j\varphi}$ en fonction de la fréquence pour un courant de collecteur constant.

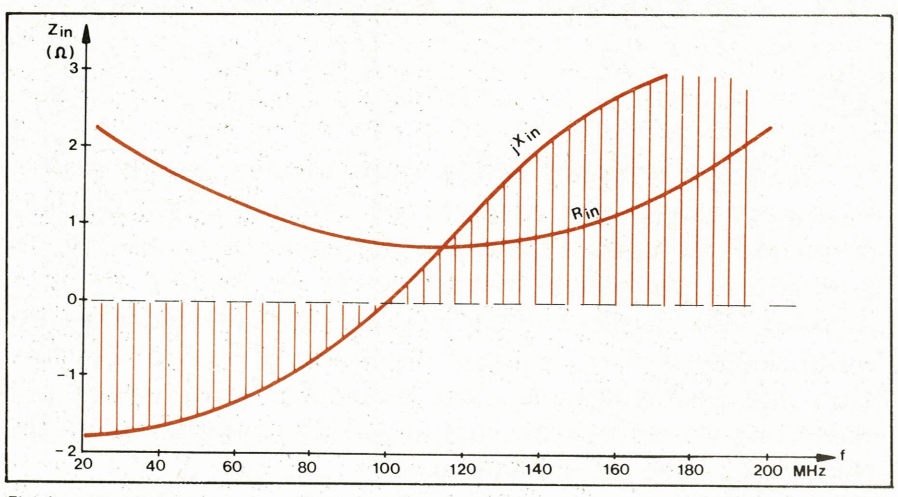


Fig. 4. – Allure générale de la variation en fonction de la fréquence des parties ohmique et réactive de l'impédance d'entrée série d'un transistor.

taxial », actuellement utilisés à très grande échelle, on peut pratiquement adopter le circuit de la **figure 1**, tant que la fréquence de fonctionnement reste inférieure à la fréquence de transition f_T (définie ci-après).

$r_{bb'}$ = résistance de base : 0,5 Ω à quelques dizaines d'ohms

$r_{b'e}$ = résistance de la jonction base-émetteur

$C_{b'e}$ = capacité base-émetteur (quelques dizaines à quelques centaines de pF)

$C_{b'c'}$ = capacité de réaction entre base et collecteur (1... 10 pF)

$C_{b\,c'}$ = capacité équivalente rendant compte du fait que la capacité base-collecteur est distribuée le long de la résistance $r_{bb'}$

Comme $r_{bb'}$ est normalement très petite, on peut considérer que $C_{b'c'}$ et $C_{bc'}$ sont pratiquement en parallèle, soit :

$$C_{bc} = C_{b'c'} + C_{bc'}$$

C_{ce} = capacité entre collecteur et point de masse (embase du transistor), dont la valeur dépend de la configuration du boîtier du transistor et de ses fils ou broches de raccordement.

Notons encore que la couche de collecteur d'un transistor « planar-épitaxial » présente une résistance ohmique relativement importante qui a été représentée par l'élément $r_{c'c}$ à la **figure 1**.

Signalons enfin que les connexions aux bornes du transistor font apparaître des inductances parasites, plus particulièrement l'inductance totale L_e qui agit entre le point interne émetteur (e') et l'embase (e = masse).

Certains transistors H.F. de puissance ont leur émetteur relié au boîtier (voir « Electronique Applications n° 3/1977, tableau à la page 124, donnant pour quelques types de boîtiers les inductances de base et d'émetteur).

b) Fréquence de transition

La courbe de la **figure 2** donnant le coefficient de transfert de courant h_{fe} en fonction de la fréquence présente une pente de – 6 dB/octave, ce qui permet de définir la fréquence de transition par la relation

$$f_T = f_m \, | h_{fem} | \qquad (1)$$

f_m = fréquence de mesure dans la région à – 6 dB/oct. **(fig. 2)**

$| h_{fem} |$ = module de h_{fe} à la fréquence f_m.

C'est encore la fréquence pour laquelle le module de $h_{fe} = 1$, mais sa mesure directe n'est pas aisée par suite des valeurs élevées de f_T dans le cas des transistors modernes.

Avec une assez bonne approximation, on peut admettre que h_{fe} reste réel jusqu'à une fréquence

$$f \simeq \frac{0,1\ f_T}{h_{feo}}$$

h_{feo} étant le coefficient de transfert de courant aux basses fréquences (variable d'ailleurs avec le point de fonctionnement).

c) Pente de transfert ou admittance de transfert direct

La pente de transfert entre base et collecteur est donnée par le rapport :

$$\overline{y}_{21e} = \overline{y}_{fe} = \frac{\overline{i_c}}{\overline{u}_{b'e}} \qquad (3)$$

Ce paramètre intervient dans l'expression du gain en puissance G. Aux fréquences élevées, le courant de collecteur cesse d'être en phase avec la tension d'entrée $u_{b'e}$.

Le diagramme de la **figure 3** montre l'allure générale de la variation de y_{fe} dans le plan complexe avec la fréquence comme paramètre.

Jusqu'à une fréquence $f_0 \simeq 0,1\ f_T$, on peut pratiquement considérer que y_{fe} est réelle et à peu près indépendante de la fréquence.

Notons que y_{fe} est aussi fonction du point de fonctionnement du transistor (courant de collecteur moyen I_C).

d) Impédance d'entrée

En examinant le schéma équivalent de la **figure 1**, on voit que

$$Z_{in} = r_{bb'} + \frac{r_{b'e}}{1 + j\,\omega\, r_{b'e}\, C_{b'e}}$$

Aux fréquences élevées on peut, sans trop d'erreur, considérer que la capacité de diffusion $C_{b'e}$ court-circuite la résistance $r_{b'e}$ (ceci lorsque $\omega\, r_{b'e}\, C_{b'e} \geqslant 1$) et dans ce cas

$$Z_{in} = R_{in} = r_{bb'}$$

Etude

Les amplificateurs H.F. de puissance sont utilisés non seulement en émission, mais ils servent encore à produire les courants nécessaires dans les équipements de chauffage par induction H.F., ou à fournir les tensions H.F. dans les installations de chauffage par pertes diélectriques (pour le collage des matières plastiques par exemple), sans oublier les générateurs H.F. de puissance utilisés dans la technique des mesures. Les puissances mises en jeu peuvent varier entre quelques dixièmes de watt à plusieurs centaines de watts et parfois même davantage.

Amplification haute fréquence de puissance

Dans un premier article, nous étudierons les problèmes particuliers qui concernent l'amplification de puissance H.F. à l'aide de transistors : le comportement de ces transistors en haute fréquence et en régime de forts signaux, les critères de choix, la prédétermination des amplificateurs fonctionnant en classe B ou C et l'évaluation des performances. Des exemples numériques permettront au lecteur de se familiariser avec le calcul des montages H.F. de puissance.

Une seconde étude, qui paraîtra dans le n° 7 d'Electronique Applications sera consacrée aux circuits de couplage adaptateurs d'impédance.

Le problème de l'étage de puissance

D'une manière générale, le problème se pose dans les termes suivants :

– Fournir à une charge (antenne, inducteur H.F., etc) une puissance haute fréquence utile imposée,

– à une fréquence de travail donnée.

Selon l'application envisagée, la valeur de la tension d'alimentation peut être imposée (émetteur mobile par exemple) ou non.

A partir de ces données de base, il s'agira de :

a) faire un choix judicieux du (ou des) transistor(s)

b) déterminer les conditions de travail du transistor de puissance (classe de fonctionnement, polarisation, tension d'alimentation)

c) évaluer les performances théoriques de l'étage (puissance utile, rendement)

d) choisir les circuits de couplage et d'adaptation entre la sortie du transistor et sa charge d'une part, et entre l'entrée du transistor et la source d'excitation (étage « driver, générateur ») d'autre part.

Pour résoudre valablement ces différents problèmes, il convient non seulement de connaître le comportement des transistors en haute fréquence, mais il est encore indispensable de comprendre la signification de leurs paramètres et de l'influence de ces derniers sur les performances de l'amplificateur.

L'amplification H.F. de puissance

1 - Comportement d'un transistor aux fréquences élevées

a) Schéma de Giacoletto

Dans le domaine des hautes fréquences, le circuit équivalent de Giacoletto est à peu près universellement adopté pour caractériser le comportement d'un transistor.

Dans le cas des transistors au silicium en technologie « planar-épi-

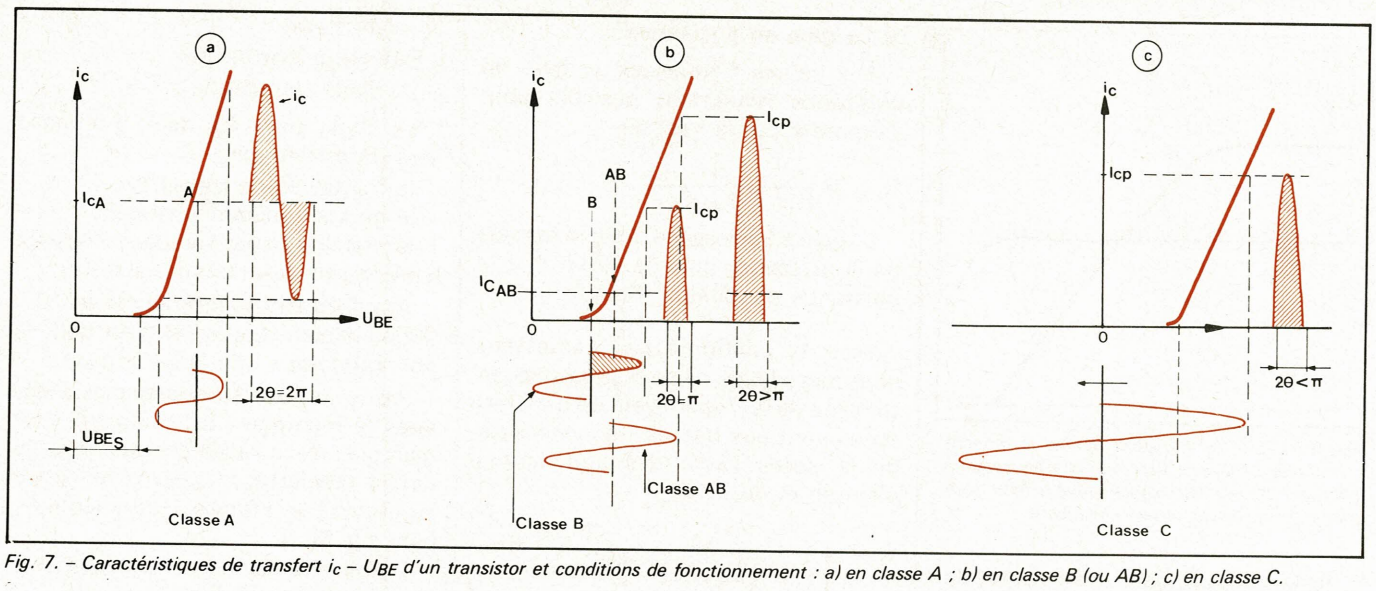


Fig. 7. – Caractéristiques de transfert i_c – U_{BE} d'un transistor et conditions de fonctionnement : a) en classe A ; b) en classe B (ou AB) ; c) en classe C.

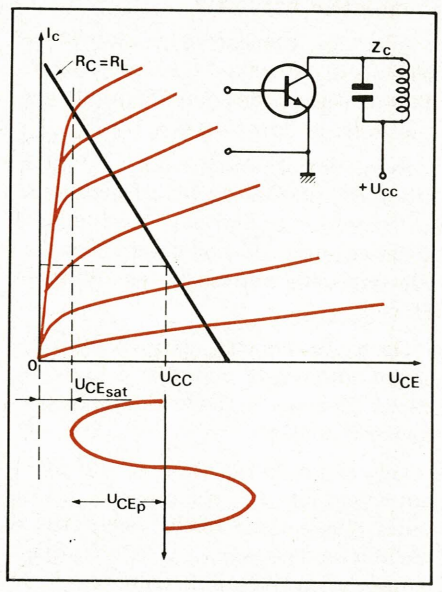


Fig. 6. – La tension alternative aux bornes d'un transistor chargé par un circuit sélectif LC est sensiblement sinusoïdale et son amplitude U_{cp} peut atteindre ($U_{CC} - U_{CEsat}$) en cas d'excitation de base maximale.

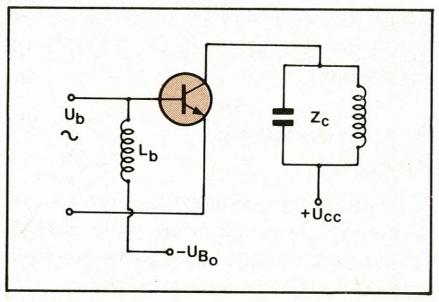


Fig. 8. – Schéma de principe d'un étage amplificateur fonctionnant en classe C. L_b = bobine d'arrêt HF dans le circuit de base.

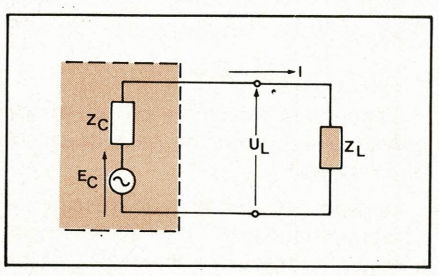


Fig. 10. – Un générateur fournit une puissance maximum à sa charge si $R_c = R_L$ et $X_c = -X_L$.

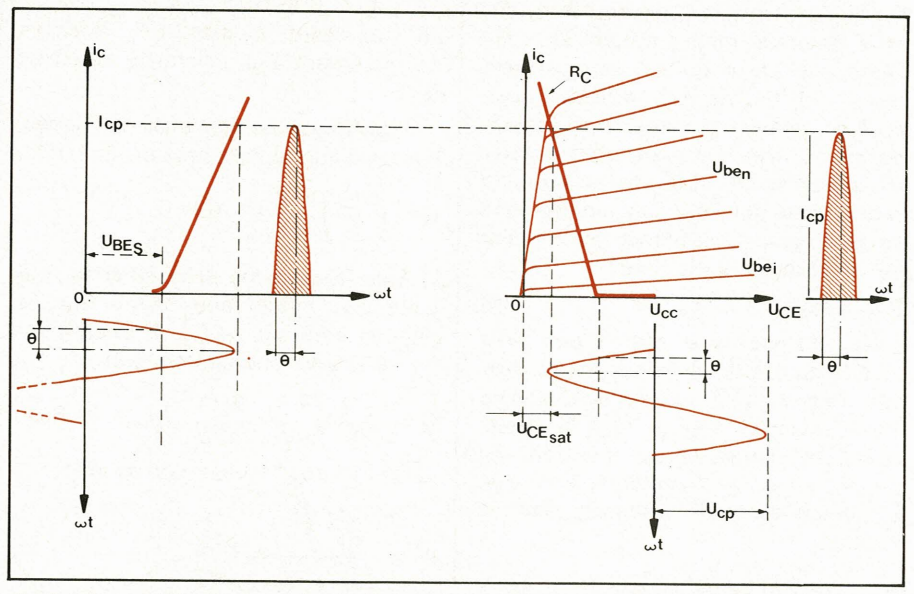


Fig. 9. – Caractéristiques de transfert et de sortie d'un transistor, avec une droite de charge quelconque R_c.

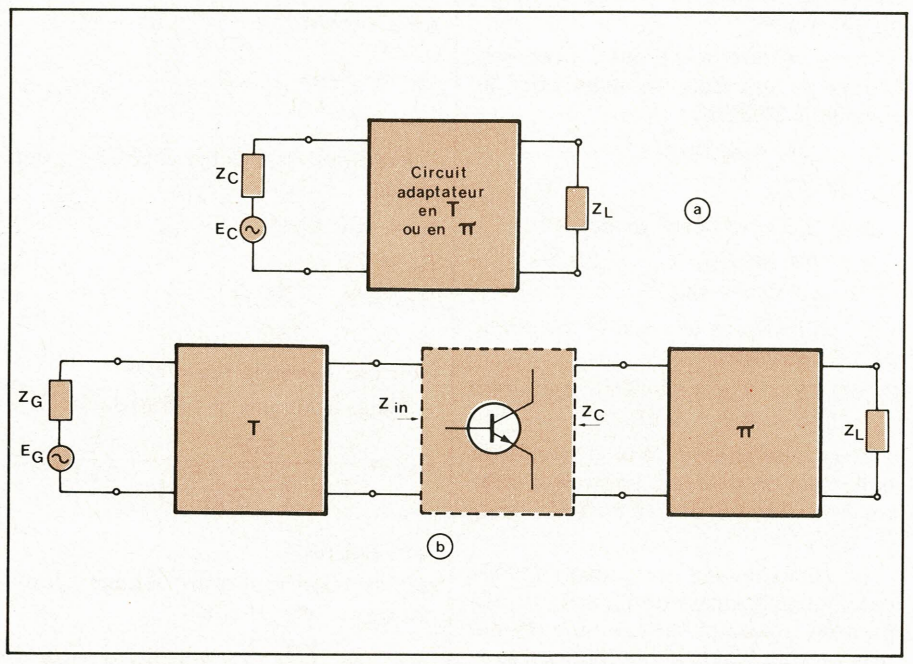


Fig. 11. – Circuit de couplage et d'adaptation à l'entrée et à la sortie d'un transistor de puissance.

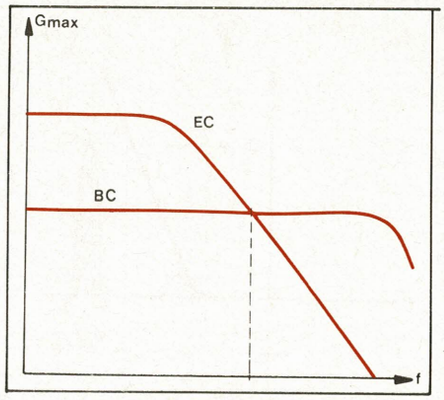


Fig. 5. – Pour un transistor donné, le montage « émetteur commun » procure un gain en puissance supérieur à celui en configuration « base commune » jusqu'à une certaine fréquence.

Aux fréquences très élevées, l'inductance totale L_e entre l'émetteur et le point de masse auquel est relié l'émetteur (via le boîtier dans certains types de transistors), introduit une contre-réaction qui augmente l'impédance d'entrée. On peut montrer (voir bibliographie (2) en fin d'article) que la partie réelle de l'impédance d'entrée (à sortie en court-circuit) peut se calculer par la relation approchée :

$$R_{ino} = r_{bb'} + \omega_T \cdot L_e \qquad (4)$$

R_{ino} s'avère ainsi être à peu près indépendante de la fréquence de travail. Par suite de la réaction interne (principalement due à C_{bc}) la partie réelle de l'impédance d'entrée Z_{in} dépend aussi de l'impédance de charge R_L dans le circuit de collecteur, selon la relation

$$R_{in} = \frac{r_{bb'} (1 + \omega_T R_L C_{b'c'}) + \omega_T L_e}{1 + \omega_T R_L (C_{b'c} + C_{b'c'})}$$

La réactance série d'entrée passe donc graduellement de capacitive à inductive lorsque la fréquence augmente **(fig. 4).**

Voici, à titre d'exemple, quelques **ordres de grandeur valables pour le transistor 2N3632 :**

f_T = typ. 400 MHz

$r_{bb'}$ = 0,75 Ω

L_e = 2,2 nH (valeur mesurée)

C_c = 14 pF pour U_{CE} = 28 V
($= C_{b'c} + C_{b'c'}$)

En considérant une valeur moyenne de f_T = 350 MHz,

$R_{in} = 0{,}75 + 2 \pi 3{,}5 \cdot 10^8 \cdot 2{,}2 \cdot 10^{-9}$
$= 0{,}75 + 4{,}8 = 5{,}58\ \Omega$

Avec une charge dans le circuit de collecteur on trouvera une valeur inférieure (de l'ordre de 3 Ω pour R_L = 30 Ω).

Le plus souvent, on trouve dans les catalogues la valeur de $Z_{in} = R_{in} = j X_{in}$ pour un transistor H.F. de type donné. A noter que R_{in} et $j X_{in}$ varient non seulement avec la fréquence, mais aussi en fonction du courant de collecteur.

e) Le gain en puissance

Aux hautes fréquences, le **gain en puissance maximum** possible peut s'exprimer par la relation

$$G_{max} = \frac{f_T}{8 \pi f^2 r_{bb'} C_{b'c}}$$

Le gain en puissance G est le rapport de la puissance utile de sortie P_s à la puissance d'excitation $P_{in} = P_b$.

- **Pour la configuration « émetteur commun »** le gain G peut se calculer en fonction de h_{FE} (coefficient de transfert de courant aux basses fréquences) et de la partie réelle des impédances d'entrée et de sortie :

$$G = \frac{h^2_{FE}}{\left[1 + \left(\frac{f \cdot h_{FE}}{f_T}\right)^2\right]} \frac{R_L}{R_{in}} \qquad (5)$$

en supposant la charge R_L adaptée correctement à la résistance de sortie R_{out}.

Si la fréquence de travail est élevée, l'on peut admettre la relation simplifiée

$$G = \left(\frac{f_T}{f}\right)^2 \cdot \frac{R_L}{R_{in}} \qquad (6)$$

Aux fréquences très élevées, par suite de l'inductance d'émetteur, le gain en montage « EC » diminuera car R_{in} se trouve augmentée, soit

$$G = \left(\frac{f_T}{f}\right)^2 \frac{R_L}{r_{bb'} + \omega_T \cdot L_e} \qquad (6 \text{ bis})$$

– En montage « base commune »

$$G = \frac{\left(\frac{f_T}{f}\right)^2}{\left(\frac{f_T}{f} + 1\right)^2} \frac{R_L}{R_{inBC}}$$

et comme $R_{inBC} = \frac{R_{inEC}}{\left(\frac{f_T}{f} + 1\right)}$

on a encore

$$G_{BC} = \frac{G_{EC}}{\frac{f_T}{f} + 1} \qquad (7)$$

Exemple : transistor 2N3632 pour lequel :

f_T = 400 MHz

R_{in} = 20 Ω

$R_{out} = R_L$ = 28 Ω

h_{FE} = 10... 150

(soit par exemple h_{FE} = 50)

Nous trouvons, à 175 MHz :

$$G_{EC} = \frac{50^2}{1 + \left(\frac{175 \times 50}{400}\right)^2} \frac{28}{20} = 7{,}3$$

soit 8,6 dB

et en configuration « base commune » :

$$G_{BC} = \frac{7{,}3}{\frac{400}{175} + 1} = 2{,}2 \text{ soit } 3{,}4 \text{ dB}$$

2 - Montage « Emetteur commun » ou « Base commune » ?

Le choix entre les deux montages sera déterminé par :
- la fréquence de travail
- le gain en puissance désiré
- la stabilité haute-fréquence désirée (absence de réactions nuisibles).

Aux fréquences inférieures à (0,1... 0,2) f_T le gain G_{EC} G_{BC} et c'est donc la configuration « EC » qui s'impose.

Par contre, **aux fréquences très élevées** le montage « BC » conduit à un gain plus élevé car la conductance du circuit d'émetteur (L_e dans le circuit équivalent de la **figure 1)** augmente R_{in} (voir **fig. 5).**

De plus, la réaction entre collecteur et émetteur est faible.

Avec les transistors modernes au silicium, le montage EC permet cependant de réaliser des amplificateurs jusque dans le domaine des U.H.F.

Signalons cependant que la configuration BC permet de faire fonctionner un transistor donné avec une tension d'alimentation de collecteur plus élevée que celle admissible en montage EC.

De toute manière, un gain en puissance important suppose une faible valeur de la partie réelle (R_{in}) de l'impédance d'entrée.

Un critère de qualité d'un transistor amplificateur H.F. de puissance sera donc d'avoir une faible valeur de la résistance de base $r_{bb'}$. C'est essentiellement un problème de technologie de fabrication qui trouve encore une solution heureuse par le procédé « planar-épitaxial ».

Notons enfin qu'un gain en puissance maximum n'est nullement synonyme de puissance ou de rendement maximum !

3 - Puissance utile de sortie

Le **gain de puissance** sera maximum à une fréquence donnée, si, la charge R_L est adaptée à la résistance dynamique de sortie R_c du transistor.

La puissance de sortie maximum possible dépend de la tension d'alimentation U_{CC} et de la charge R_L :

$$P_{s\,max} = (I_{c\,eff} \cdot U_{CE\,eff})_{max} = \frac{U^2_{CE\,eff\,max}}{R_c} \qquad (8)$$

L'excursion maximale de la tension collecteur-émetteur ne peut dépasser ($U_{CC} - U_{CEsat}$).

La **figure 6** montre un réseau de caractéristiques $I_C - U_{CE}$ dans lequel nous avons tracé une droite de charge correspondant à une valeur R_c quelconque.

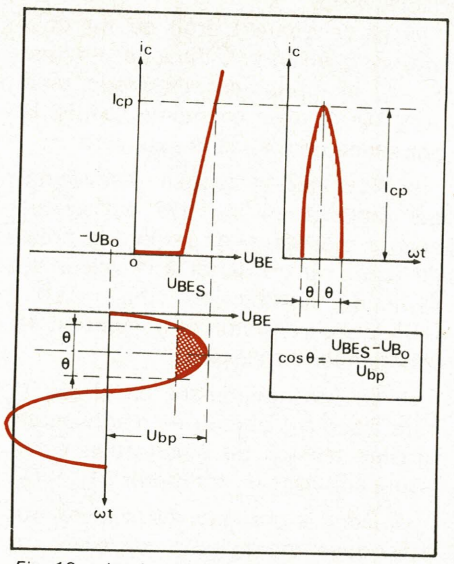


Fig. 12. – Le demi-angle d'ouverture θ d'un transistor en classe C est déterminé par la tension de polarisation totale et par l'amplitude du signal d'excitation de base.

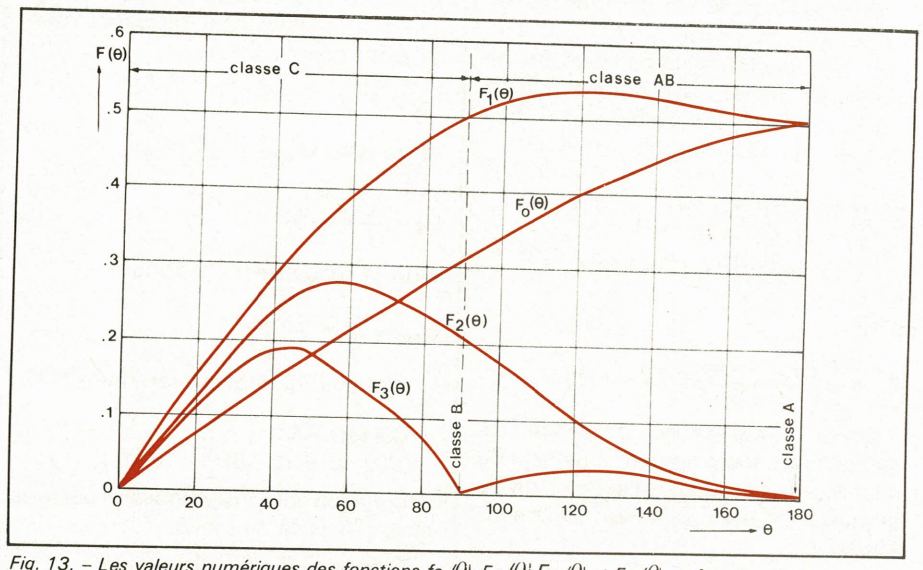


Fig. 13. – Les valeurs numériques des fonctions $f_0(\theta)$, $F_1(\theta)$ $F_2(\theta)$ et $F_3(\theta)$ en fonction du demi-angle de conduction du transistor.

quand **entrée et sortie** du quadripôle sont **simultanément adaptées.**

Cette condition conduira pratiquement à interposer :

– un premier **circuit de couplage** adaptateur entre la sortie du transistor et la charge (l'antenne par exemple) ;

– un second circuit de couplage, entre la sortie de l'étage précédent (générateur) et l'entrée du transistor **(fig. 11 b).**

Ces circuits feront l'objet de la seconde partie de notre étude qui **paraîtra dans le n° 7 de la revue.**

Méthode de calcul d'un étage H.F. de puissance

1 - Données du problème

– Fréquence de travail.

– Puissance de sortie désirée.

– Caractéristiques électriques de la charge, par exemple, la résistance de rayonnement de l'antenne d'émission, ou l'impédance d'entrée de la ligne de transmission qui relie la sortie de l'amplificateur de puissance à l'utilisation.

– Le mode de modulation de l'émetteur (AM, FM, BLU).

– Eventuellement, la puissance du signal d'excitation disponible.

– Destination de l'émetteur : fixe, mobile, embarqué...

2 - Suite logique des opérations

Avec ces données de départ, on pourra déterminer :

– le type de transistor qui convient ;

– choisir la tension d'alimentation si elle n'est déjà pas imposée par le « cahier des charges » ;

– décider si l'étage de puissance fonctionnera en classe A, B ou C (sauf dans le cas d'un émetteur à bande latérale unique – BLU – on adoptera la classe B ou la classe C, conduisant à un rendement nettement plus élevé qu'en classe A) ;

– calculer les conditions de travail du transistor (polarisation, courant de crête, charge optimale, évaluation de la puissance utile, du rendement) ;

– déterminer les caractéristiques du refroidisseur sur lequel le transistor doit être monté pour éviter que sa température ne dépasse une valeur admissible ;

– choisir les circuits de couplage et en déterminer les éléments constitutifs ;

– établir le schéma de principe définitif de l'étage de puissance ;

– une fois réalisé, le montage devra encore subir une mise au point expérimentale.

3 - Choix du type de transistor

a) Dissipation totale et puissance de crête

La puissance P_s étant imposée, il faudra choisir un transistor dont la dissipation totale $P_o = P_{tot}$, soit :

$$P_{tot} \geqslant \frac{P_s}{\eta_{min}}$$

condition qui conduit pratiquement à la relation

$$P_{tot} = 1{,}5 \ldots 2\ P_s \qquad (20\ a)$$

Si l'étage de sortie est modulé en amplitude (modulation de collecteur), il doit être capable de fournir une puissance de crête instantanée égale à quatre fois la puissance en absence de modulation (porteuse pure), soit :

$$P_{sp} = 4\ P_s \qquad (20\ b)$$

pour un taux de modulation AM de 100 %.

b) Fréquence de transition

Pour obtenir un gain en puissance convenable, tout en assurant un fonctionnement stable, la fréquence de transition f_T du transistor devra être au moins égale à 2,5 à 5 fois la fréquence de travail, soit donc

$$f_T \geqslant 2{,}5 \ldots 5\ f \qquad (21)$$

c) Si la **tension d'alimentation** U_{CC} est imposée, la tension de claquage U_{CBO} maximum du transistor doit être au moins deux fois plus grande :

$$U_{CBO} \geqslant 2 \ldots 3\ U_{CC} \qquad (22)$$

d) Un gain de puissance et un **rendement** élevés ne pourront être obtenus que si le transistor présente (voir relations (6) et (10)) :

– une faible tension de saturation $U_{CE\text{-}sat}$

– une faible résistance d'entrée R_{in}

– une tension émetteur-base maximum admissible U_{EBO} suffisamment élevée pour permettre un fonctionnement en classe C à forte polarisation.

4 - La tension d'alimentation

Si la valeur de U_{CC} n'est pas imposée au départ, sa valeur maximum admissible (conduisant à une puissance de sortie maximum) sera limitée par les conditions suivantes :

- **montage EC :**

$$U_{CC} \leqslant 0{,}35 \ldots 0{,}5\ U_{CEO} \qquad (23\ a)$$

- **montage BC :**

$$U_{CC} \leqslant 0{,}35 \ldots 0{,}5\ U_{CBO} \qquad (23\ b)$$

En effet, l'excursion de tension collecteur-émetteur dans des conditions d'excitation maximales peut atteindre une valeur 2 U_{CC} et même davantage si la charge de collecteur comporte une composante inductive (au cours des opérations de mise au point par exem-

Si nous supposons que R_c est constituée par un circuit sélectif LC aux bornes duquel le courant alternatif de collecteur ne fait apparaître que la seule sinusoïde fondamentale à fréquence de résonance de ce circuit :

$$U_{CEeff} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{cp}$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2}} (U_{CC} - U_{CE\ sat}) \quad (9)$$

d'où :

$$P_s = \frac{1}{2} \frac{(U_{CC} - U_{CE\ sat})^2}{R_L} \quad (10)$$

Dans la mesure où la tension de saturation (encore appelée « tension de déchet ») $U_{CEsat} \leqslant U_{CC}$, l'expression de la puissance utile prend la forme simplifiée :

$$P_s = \frac{1}{2} \frac{U^2_{CC}}{R_L} \quad (11)$$

et l'on en déduit la charge R_c nécessaire permettant d'obtenir une puissance utile P_s donnée avec une tension d'alimentation U_{CC} disponible :

$$R_c = \frac{U^2_{CC}}{2\ P_s} \quad (12)$$

4 - Classes de fonctionnement et rendement de collecteur

Les diagrammes de la **figure 7** illustrent mieux qu'un long exposé les conditions de travail d'un transistor en classes A, B (AB) et C, caractérisées par le « demi-angle de conduction θ » du transistor :

- **Classe A (fig. 7 a)**
  $\theta = 180^o$

Puissance fournie par l'alimentation :

$$P_0 = U_{CC} \cdot I_{CA}$$

Puissance utile maximum (théorique) :

$$P_{s\ max} = 1/2\ (U_{CC} - U_{CEsat})\ I_{CA}$$

$$= 1/2\ U_{CC} \cdot I_{CA} \quad (13)$$

Rendement (théorique)

$$\eta_{thA} = \frac{P_{s\ max}}{P_0} = 50\ \%$$

Dans la pratique, on dépasse rarement un rendement de 25 % à 30 % en haute fréquence.

- **Classe B (fig. 7 b)**
  $\theta = 90^o$

Le courant de collecteur est formé par une suite de demi-sinusoïdes, ce qui n'empêche pas la tension alternative de collecteur d'être à peu près sinusoïdale, grâce à l'effet de « volant » du circuit LC accordé qui constitue la charge de collecteur.

Puissance utile théorique :

$$P_s = 1/4\ U_{CC} \cdot I_{cp} \quad (14)$$

avec I_{cp} = amplitude des impulsions de courant de collecteur. Puissance fournie par l'alimentation :

$$P_0 = U_{CC} \cdot I_{C\ moy}$$

et comme $I_{C\ moy} = \frac{I_{cp}}{\pi} = I_0$

$$P_0 = \frac{U_{CC} \cdot I_{cp}}{\pi}$$

d'où le rendement théorique

$$\eta_{thB} = \frac{\pi}{4} = 78\ \%$$

Pratique, η_B dépasse rarement 60 %.

- **Classe AB**
  $(90^o < \theta < 180^o)$

C'est un cas intermédiaire entre la classe A et la classe B.

- **Classe C (fig. 7 c)**
  $\theta < 90^o$

Le courant de collecteur n'existe que pendant une fraction d'une demi-période de la tension d'excitation de base.

Le schéma de principe d'un amplificateur classe C (en configuration EC) est donné à la **figure 8.** Au repos, le transistor est bloqué par une tension de polarisation $-U_{Bo}$ appliquée à la base.

Mais même avec $-U_{Bo} = 0$, le transistor sera bloqué et pourra donc fonctionner en classe C, le courant de collecteur n'apparaissant que lorsque la tension instantanée de base dépasse la **tension de seuil** comme le montre le diagramme de la **figure 7 c.**

La **figure 9** montre les caractéristiques de transfert ($i_C - u_{BE}$) et de sortie ($i_C - u_{CE}$) d'un transistor. Dans le réseau $i_C - u_{CE}$, nous avons tracé une « droite de charge » (qui sera en réalité une courbe) correspondant à une charge R_c donnée.

En idéalisant les caractéristiques du transistor, la puissance utile peut s'exprimer en fonction de l'angle θ par la relation :

$$P_s = \frac{1}{4} U_{CC} \cdot I_{cp} \frac{2\ (\theta - \sin\ \theta .\ \cos\theta)}{\pi\ (1 - \cos\theta)} \quad (15)$$

c'est-à-dire, la valeur de P_s trouvée pour la classe B, multipliée par un coefficient qui est fonction de θ (et qui vaut 1 pour $\theta = 90^o$).

De même, la puissance à fournir par la source d'alimentation de collecteur s'exprime en fonction de :

$$P_0 = \frac{U_{CC} \cdot I_{cp}}{\pi} \frac{\sin\ \theta - \theta .\ \cos\theta}{1 - \cos\theta} \quad (16)$$

d'où le rendement théorique

$$\eta_{thC} = \frac{\pi . 2\ (\theta - \sin\ \theta .\ \cos\theta)}{4 . \pi\ (\sin\ \theta - \theta .\ \cos\theta)} \quad (17)$$

Remarques importantes

a) Le rendement croît au fur et à mesure que l'angle θ diminue ; lorsque $\theta \to 0$, le rendement théorique tend vers 100 % mais en même temps, la **puissance utile P_s tend vers zéro.**

b) Pour les montages d'émission, qui mettent en jeu des puissances encore modestes, on règlera le point de repos du transistor à la valeur du seuil de conduction (U_{BEs} = 0,6... 0,65 V) du transistor, ce qui permet de fonctionner en classe B.

c) Le fonctionnement en classe C sera aisément obtenu en n'appliquant aucune tension de polarisation extérieure à la base du transistor ($U_{Bo} = 0$).

d) Dans la pratique, les rendements théoriques mentionnés ci-dessus ne seront évidemment jamais atteints. On peut admettre les ordres de grandeurs suivants :

n_A = 20 à 25 %
η_B = 40 à 65 %
η_{AB} = 30 à 45 %
η_C = 50 à 85 %
selon la valeur de θ

Conditions de transfert de puissance maximum

Le transistor de puissance peut être assimilé à un générateur de f.é.m. E_c (valeur efficace) en série avec son impédance interne de sortie Z_c, reliée à une impédance d'utilisation Z_L **(fig. 10).**

Avec $Z_c = R_c + j\ X_c$

et $Z_L = R_L + j\ X_L$

la puissance active fournie à l'utilisation (en régime sinusoïdal) s'écrit :

$$P = E^2_c \frac{R_L}{(R_c + R_L)^2 + (X_c + X_L)^2}$$

Cette puissance sera maximum si

$$X_c = -\ X_L \quad (18)$$

et

$$R_c = R_L \quad (19)$$

(Les lecteurs intéressés consulteront utilement l'étude publiée par A. Leszla dans le n° 3-1977 de « Electronique Applications » p. 121 à 124).

Dans la pratique, les caractéristiques du générateur (Z_c) et celles de l'utilisation (Z_L) seront données ou peuvent être calculées, et pour réaliser la **condition d'adaptation** (assurant le transfert de puissance maximum) exprimée par les relations (18) et (19), il faudra interposer un **circuit sélectif** (en T ou en π) entre le générateur et sa charge **(fig. 11 a).**

Le transistor constitue lui-même un **quadripôle actif.**

La puissance utile que ce quadripôle peut fournir à la charge sera maximale

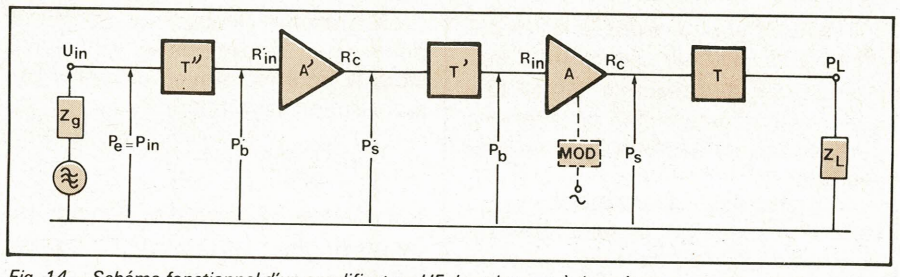


Fig. 14. – Schéma fonctionnel d'un amplificateur HF de puissance à deux étages, avec circuits de couplage d'entrée, intermédiaire et de sortie.

déterminer le nombre d'étages nécessaires. Le schéma fonctionnel de la **figure 14** fait apparaître un étage final (A) et un étage d'excitation (A'), ainsi que les filtres de couplage (T''), T' et T, réalisant l'adaptation, respectivement :

(T'') entre la source d'excitation (générateur, étage amplificateur tampon) et l'entrée du transistor de l'étage de commande A' ;

T' entre la sortie du transistor équipant l'étage A' et l'entrée de l'étage final A ;

T entre la sortie de l'étage final A et la charge utile.

Formules utiles

$fT \geqslant 2{,}5 \ldots 5\ f$ (2)

$R_{ino} = R_{bb'} + \omega T \,.\, Le$ (4)

$Ptot = 1{,}5 \ldots 2\ Ps$ (20 a)

$$Rc = \frac{(UCC - UCEsat)^2}{2\ Ps} \quad (25)$$

$$\cos\theta = \frac{UBEs - UBo}{Ubp} \quad (27)$$

$Io = Icp \,.\, Fo\,(\theta)$ (29)

$Ic1 = Icp \,.\, F1\,(\theta)$ (30)

Exemples numériques

1 - Emetteur de télécommande 40,68 MHz, faible puissance

a) Cahier des charges

– Les règlements internationaux stipulent pour cette application que la puissance continue absorbée par l'étage final ne peut pas dépasser 5 W, soit donc

$Po = Io.\ UCC \leqslant 5\ W$

– Modulation FM

– Tension d'alimentation 12 V

– Puissance d'excitation disponible : Pe = max. 50 mW/60 Ω

– Largeur de bande : ± 20 kHz.

b) Puissance utile, nombre d'étages et schéma de principe

– Le courant continu Io à fournir par la source d'alimentation

$$Io = \frac{Po}{UCC} = \frac{5}{12} = 0{,}42\ A$$

– En estimant le rendement de collecteur de l'étage à 60 %, la puissance utile de l'émetteur sera

$Ps = \eta\ Po = 0{,}6 \times 5 = 3\ W$

– Le gain en puissance nécessaire

$$G = \frac{Ps}{Pe} = \frac{3000}{50} = 60, \text{ soit } 18\ dB$$

Il faudra donc nécessairement deux étages en cascade, ce qui conduit au schéma fonctionnel de la **figure 14.**

c) L'étage de sortie

La fréquence de travail étant relativement basse, le montage « émetteur commun » s'impose.

- Choix du transistor

$fT \geqslant (2{,}5 \ldots 5)\ f = 101 \ldots 203\ MHz$

$Ptot \geqslant (1{,}5 \ldots 2)\ Ps = 4{,}5 \ldots 6\ W$

$UCEo\ max = (2 \ldots 3) UCC = 24 \ldots 36\ V$

Le transistor 2N3924 en boîtier TO-39 peut convenir. Voici ses principales caractéristiques :

UCE max = 36 V fT > 250 MHz

Icp max = 1,5 A Io = max. 0,5 A

Ptot = max. 7 W Tj max = 200 °C

Rth j–b = 25 °K/W

UCE sat ⩽ 0,75 V

pour IC = 250 mA et IB = 50 mA

Cc < 20 pF

Partie réelle de l'impédance d'entrée à 200 MHz < 20 Ω.

- Conditions de travail du transistor de sortie

– Charge de collecteur (constituée par un circuit sélectif) :

$$Rc = \frac{(12 - 0{,}75)^2}{2 \times 3} = 21\ \Omega$$

– Le courant moyen de collecteur étant imposé (Io = 0,42 A) on peut calculer la valeur de θ en se fixant une intensité de courant de crête de collecteur :

Icp = 1,4 A (< ICM max)

$$Fo\,(\theta) = \frac{Io}{Icp} = \frac{0{,}42}{1{,}4} = 0{,}30$$

D'après la **figure 13,** $\theta = 85°$, donc un fonctionnement proche de la classe B, qui sera intéressant dans le cas présent, car le taux d'harmoniques sera réduit.

Nous adopterons donc $\theta = 90°$, d'où $Fo\,(\theta) = 0{,}318$

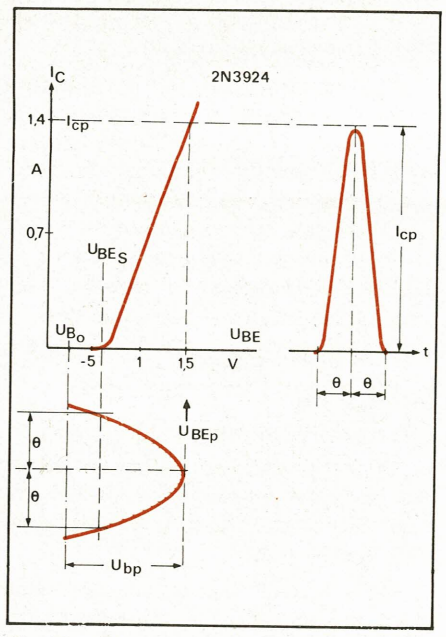


Fig. 15. – Caractéristique de transfert du transistor 2N3924 fonctionnant avec une polarisation de base positive.

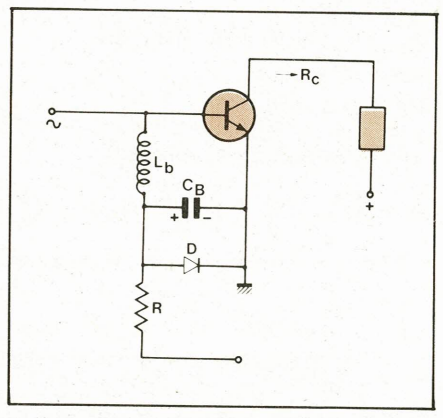


Fig. 16. – La diode D, polarisée dans le sens passant, présente une chute de tension d'environ 0,6 V, permettant au transistor de fonctionner en classe B.

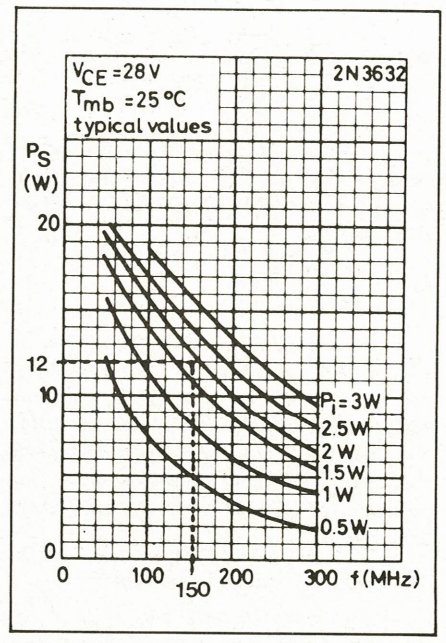


Fig. 17. – Réseau de courbes, donnant pour le transistor 2N3924 la puissance de sortie utile P_s en fonction de la fréquence et de la puissance d'excitation $P_i = P_b$.

ple), qui donne lieu à une courbe de charge à allure elliptique.

Si l'on applique la modulation d'amplitude (AM) sur le collecteur du transistor de sortie, la valeur instantanée de la tension collecteur-émetteur peut théoriquement atteindre 4 U_{CC} pour un taux de modulation de 100 %. Afin de ne pas dépasser la valeur de U_{CEOmax} admissible, la tension d'alimentation ne devra pas dépasser

$$U_{CC} = 0{,}25\ U_{CEOmax} \qquad (23\ c)$$

5 - Classe de fonctionnement

– Un étage de sortie pour émetteur fonctionnant en mode B.L.U. doit travailler : soit en classe A, soit en classe AB symétrique.

– Dans tous les autres cas, on adoptera : soit la classe C (rendement élevé), soit la classe B (amplitude plus réduite des composantes harmoniques à la sortie et plus faible amplitude du signal d'excitation).

6 - Conditions de travail d'un transistor de puissance

a) Puissance de sortie utile

$$P_s = \frac{1}{2}\, I_{c1} \,.\, U_{cp} = \frac{U^2_{cp}}{2\ R_c} \qquad (24)$$

I_{c1} = amplitude de la fondamentale du courant de collecteur

U_{cp} = amplitude de la tension sinusoïdale aux bornes du transistor

R_c = composante résistive de la charge de collecteur.

La puissance P_s sera maximum pour $U_{cp} = U_{CC} - U_{CEsat}$ **(voir fig. 6 et 9)**, soit :

$$P_{s\,max} = \frac{(U_{CC} - U_{CEsat})^2}{2\ R_c} \simeq \frac{U^2_{CC}}{2\ R_c} \qquad (25)$$

si $U_{CEsat} \leqslant U_{CC}$

La charge de collecteur, pour une tension d'alimentation U_{CC} et une puissance de sortie P_s données sera alors donnée par

$$R_c = \frac{U^2_{CC}}{2\ P_s} \qquad (26)$$

Il est évident que la puissance P_L réellement disponible à la charge (antenne) caractérisée par la composante résistive R_L de Z_L sera toujours inférieure à P_s (pertes dans le circuit de couplage) tout en atteignant une valeur maximum si R_L est parfaitement adaptée à R_c.

b) Point de fonctionnement

D'une manière générale, le point de fonctionnement en classe C est illustré à la **figure 12** :

– le transistor reçoit sur sa base une tension de polarisation – U_{Bo} ;

– à laquelle est superposée la tension d'excitation de base d'amplitude U_{bp} ;

– le courant de collecteur est nul tant que la valeur instantanée de la tension de base U_{BE} ne dépasse la tension de seuil U_{BEs} ;

– et atteint une valeur de crête I_{cp} qui sera déterminée par la caractéristique de transfert $i_C - u_{BE}$ du transistor et par les tensions :

U_{Bo}, U_{BEs} et U_{bp}

Le demi-angle de conduction est donné par :

$$\cos\,\theta = \frac{U_{BEs} - U_{Bo}}{U_{bp}} \qquad (27)$$

(U_{Bo} pouvant être négative, positive ou nulle).

Si aucune polarisation extérieure n'est appliquée ($U_{Bo} = 0$) cette relation se réduit à :

$$\cos\,\theta = \frac{U_{BEs}}{U_{bp}} \qquad (28)$$

Le fonctionnement en classe B correspond à $U_{Bo} = U_{BEs}$ (le point de fonctionnement se trouvant au seuil de conduction) ce qui conduit bien à $\cos\theta = 0$, soit $\theta = 90°$.

c) Les composantes du courant de collecteur

La décomposition en série de Fourier des impulsions de courant i_c (calottes de sinusoïde) d'amplitude I_{cp} et d'angle d'ouverture 2 θ conduit à une expression de la forme :

$$i_c = I_o + I_{c1} \,.\, \sin(\omega\ t + \varphi_1) + I_{c2} \,.\, \sin(2\ \omega\ t + \varphi_2) + \ldots\ I_{cn} \,.\, \sin(n\ \omega\ t + \varphi_n)$$

I_o = composante continue (valeur moyenne) du courant de collecteur

I_{c1}, I_{c2},... I_{cn} sont les amplitudes de la fondamentale et des harmoniques 2... n.

Les valeurs de I_o, I_{c1}... I_{cn} sont fonction de la valeur de crête I_{cp} et de θ, soit :

$$I_o = I_{cp} \,.\, F_o(\theta) \qquad (29)$$

$$I_{c1} = I_{cp} \,.\, F_1(\theta) \qquad (30)$$

$$I_{c2} = I_{cp} \,.\, F_2(\theta) \qquad (31)$$

$$I_{c3} = I_{cp} \,.\, F_3(\theta) \qquad (32)$$

Les fonctions $F_o(\theta)$, $F_1(\theta)$, $F_2(\theta)$ et $F_3(\theta)$ sont représentées graphiquement à la **figure 13** en supposant que la caractéristique de transfert $i_c - u_{BE}$ du transistor est linéaire pour $u_{BE} > U_{BEs}$.

Dans certains cas, le cahier des charges spécifie non pas la puissance utile P_s mais la **puissance maximum continue** P_o qui peut être fournie par l'alimentation à l'étage final.

La puissance utile sera alors déterminée par le **rendement** soit :

$$P_s = \eta \,.\, P_{o\,max}$$

La tension d'alimentation U_{CC} étant déterminée (ou imposée) on calcule alors le courant moyen de collecteur admissible par la relation

$$I_{o\,max} = \frac{P_{o\,max}}{U_{CC}}$$

et il conviendra de vérifier si le transistor prévu tolère cette valeur de courant moyen.

7 - Refroidissement du transistor

La puissance totale dissipée (Ptot) sous forme de chaleur dans le transistor sera la différence entre la puissance Po fournie par la source d'alimentation, et la puissance utile Ps délivrée à la charge. A cette puissance PC = Po – Ps dissipée sur le collecteur, il faut encore ajouter la puissance de commande de base PB, soit donc finalement :

$$Ptot = PC + PB = Po + PB - Ps \qquad (33)$$

Cette puissance provoquera une augmentation de la température du cristal semi-conducteur au-dessus de l'ambiance :

$$\Delta\ T = Tj - Tamb = Rth \,.\, Ptot$$

Afin de ne pas dépasser une température de jonction Tj maximum admissible, la résistance thermique totale Rth entre la jonction et l'air ambiant doit avoir une valeur

$$Rth = \frac{Tjmax - Tamb}{Ptot} \qquad (34)$$

avec

$$Rth = Rth\ j\text{–}b + Rth\ b\text{–}r + Rth\ r\text{–}a$$

Rth j-b : jonction - boîtier du transistor

Rth b-r : fond du boîtier - radiateur

Rth r-a : radiateur-air ambiant).

Un refroidisseur sera généralement nécessaire pour maintenir la température en dessous du maximum toléré.

Ce refroidisseur devra présenter une résistance thermique Rth r–a telle que :

$$Rth\ r\text{–}a = Rth - Rth\ j\text{–}b - Rth\ b\text{–}r$$

Les valeurs de Rth j–b et Rth b–r sont spécifiées pour chaque type de transistor.

Souvent, il suffira de monter le transistor sur une plaquette d'aluminium (épaisseur 2 mm) dont la surface peut être évaluée en fonction de la résistance thermique désirée, par la relation suivante :

$$S = \frac{680}{Rth\ r\text{–}a}\ (cm^2\ ;\ °K/W) \qquad (35)$$

8 - Etablissement du schéma de principe

Si la puissance d'excitation disponible est spécifiée dans le cahier des charges, il convient tout d'abord de

- **Excitation de base**

La relation (27) prend la forme suivante lorsque la base du transistor reçoit une polarisation positive UBo :

$$\cos\theta = \frac{UBEs - UBo}{Ubp}$$

Comme Ubp = UBEp – UBo **(fig. 15)** on a encore

$$\cos\theta = \frac{UBEs - UBo}{UBEp - UBo}$$

d'où la valeur de la tension de polarisation nécessaire en fonction de θ, de UBEs et de la valeur de crête de la tension base-émetteur correspondant à Icp :

$$UBo = \frac{UBEs - UBEp \cdot \cos\theta}{1 - \cos\theta} \quad ( )$$

En classe B, UBo = UBEs.

La **figure 16** montre comment la tension de polarisation UBo = UBEs peut être obtenue à l'aide d'une diode au silicium D, alimentée via une résistance RB et shuntée par un condensateur de découplage CB qui met la borne inférieure de Lb à la masse au point de vue H.F.

La courbe IC – UBE montre que :

UBEp = 1,5 V pour Icp = 1,4 A

soit donc

Ubp = UBEp – UBEs = 1,5 – 0,6
= 0,9 V

D'autre part, les courbes de la **figure 17** montrent que la puissance d'excitation Pb = 0,15 W pour une puissance utile Ps = 4 W à 40 MHz

- **Refroidissement du transistor final**

La relation (33) donne

Ptot = Po + Pb – Ps
= 5 + 0,15 – 3,5 = 1,35 W

Résistance thermique totale entre la jonction et l'air ambiant en admettant Tamb = 40 °C et Tj = 175 °C (relation 34) :

$$Rth = \frac{175 - 40}{1,35} = 100\ °K/W$$

Pour le transistor 2N3924 **(fig. 18)**, le fabricant spécifie que la résistance thermique entre le boîtier et le radiateur Rth b–r = 2,5 °K/W si l'on utilise l'accessoire de montage prévu pour serrer le transistor sur le refroidisseur. Ce dernier devra donc avoir une résistance thermique :

Rth r–a = Rth – Rth jb – Rth br
= 100 – 25 – 2,5
= 72,5 °K/W

soit d'après la formule (35) une surface d'aluminium (épaisseur 2 mm) :

$$S = \frac{680}{72,5} = 9,38\ cm^2$$

soit pratiquement 3 cm x 3,5 cm.

d) Etage d'excitation

Le transistor équipant l'étage de commande devra donc être capable de fournir une puissance utile supérieure à Pb = 0,15 W, soit, afin de disposer d'une certaine réserve

P's = 0,2 W

Le transistor 2N1491 (RCA) a les caractéristiques qui conviennent

fT ⩾ 380 MHz

Ptot = 0,5 W sans refroidisseur

(> 2 Ps)

Ic max = 500 mA

UCE sat < 1 V

Rin (hie) ⩽ 60 Ω à IC = 25 mA

Charge de collecteur

$$R'c = \frac{(12 - 1)^2}{2 \times 0,2} = 302\ \Omega$$, soit R'c
= 300 Ω

Le gain en puissance G en montage EC est de l'ordre de 10 dB, soit G = 10, d'où une puissance d'excitation nécessaire à l'entrée

$$Pe = \frac{P's}{G} = \frac{200}{10}$$
= 20 mW < 50 mW
(cahier des charges)

L'amplitude de la fondamentale Ic1 du courant de collecteur

$$Ic1 = \frac{2 \times 0,2}{12 - 1} = 0,036\ A = 36\ mA$$

Imposons-nous un courant de crête Icp = 72 mA, ce qui correspond à

$$F1(\theta) = \frac{Ic1}{Icp} = 0,5,$$

soit encore un fonctionnement en classe B.

Le courant moyen de collecteur

Io = Fo (θ) . Icp = 0,318 x 72
= 23 mA,

soit pratiquement 25 mA.

La **figure 19** donne le schéma fonctionnel de l'émetteur que nous venons de calculer. (Les circuits de couplage T seront déterminés dans la seconde partie de cette étude).

2 - Amplificateur 12 W - 150 MHz

a) Cahier des charges

Ps ⩾ 12 W RL = 60 Ω
f = 150 MHz Rin = 50 Ω
UCC = 24 V Tamb max = 60 °C

b) Schéma de principe · choix du transistor (fig. 20)

Comme il s'agit d'un étage de sortie uniquement, sans spécification du signal d'excitation disponible, il suffira de choisir le type de transistor en faisant intervenir les considérations suivantes :

Ptot ⩾ (1,5... 2) Ps = 18... 24 W

fT ⩾ (2,5... 5) f = 375... 750 MHz

UCEOmax ⩾ (2... 3) UCC
= 48... 72 V

Le transistor 2N3622 (boîtier métallique TO-60 relié à l'émetteur) convient.

Caractéristiques :

fT = 400 MHz

Ptot = 23 W

UCEOmax = 65 V

Cb'o ⩽ 20 pF

Pin 1,5 W pour Ps
= 12 W à 150 MHz

Rth j–b = 7,5 °K/W

Icp max : 3 A

Io max : 1 A

UCEsat < 1 V

rbb' = 6,5 Ω typ. à 200 MHz

Rth b–r = 0,6 °K/W

Conditions de fonctionnement

$$Rc = \frac{(24 - 1)^2}{2 \times 12} = 22\ \Omega$$

Afin d'utiliser un minimum de composants, le point de fonctionnement au repos se trouve à UBE = 0 V (classe C).

$$Ic1 = \frac{2\ Ps}{UCC - UCEsat} = \frac{2 \times 12}{24 - 1} = 1\ A$$

Pour disposer d'une certaine réserve, adoptons Ic1 = 1,1 A. En s'imposant un courant de crête Icp = 2,5 A (< 3 A)

$$F1(\theta) = \frac{1}{2,5} = 0,4$$

Il y correspond un angle θ = 60° (voir **fig. 13)** et

Fo (θ) = 0,23, d'où

Io = 2,5 x 0,23 = 0,575 A

Pratiquement, il faudra compter sur un courant Io de 0,6 A

c) Excitation de base

$$\cos\theta = \frac{Ubes}{Ubp} = 0,5$$

avec UBEs = 0,62 V

d'où Ubp = 1,24 V

La puissance d'excitation Pin = Pb ne dépassera pas 1,8 W **(fig. 21)** et la partie réelle de l'impédance d'entrée sera de l'ordre de quelques ohms.

En réalité, on doit s'attendre à une dispersion assez importante sur la valeur de rbb' qui peut descendre en dessous d'un ohm pour un échantillon particulier.

D'après la formule (4) en estimant l'inductance parasite totale d'émetteur à 2,5 nH, avec rbb' = 1 Ω et fT = 400 MHz, on aura **(fig. 22)** :

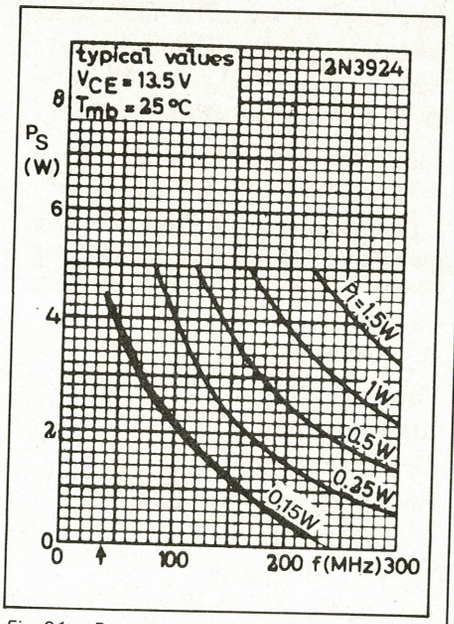


Fig. 21. – P_s en fonction de f et de $P_i = P_b$ pour le transistor 2N3632.

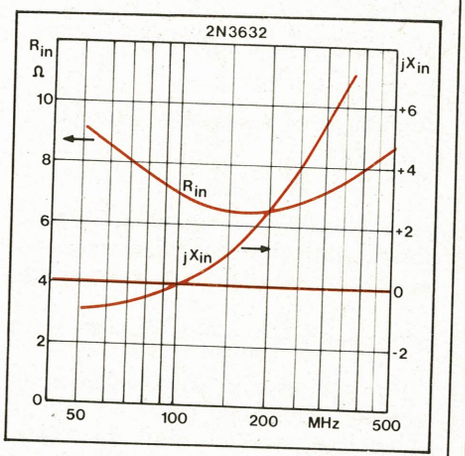


Fig. 22. – Variation en fonction de la fréquence des parties ohmique et réactive de l'impédance d'entrée série du transistor 2N3632.

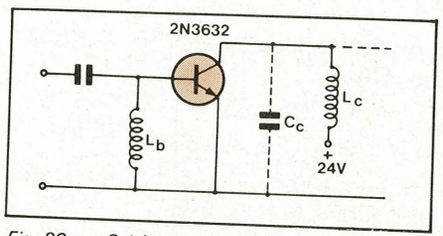


Fig. 20 a. – Schéma de principe de l'étage de puissance avec transistor 2N3632 en classe C.

Fl (θ) = 0,5

d'où l'amplitude de la fondamentale du courant de collecteur

Ic1 = F1 (θ) . Icp = 0,5 x 1,4 = 0,7 A

ce qui conduit théoriquement à une puissance utile

Ps = 0,5 Ic1 (UCC – UCE sat)

= 0,5 x 0,7 x 11,25 = 3,9 W

donc supérieure à celle (3 W) déterminée en estimant le rendement à 60 % seulement. Pratiquement, on pourra atteindre un rendement de l'ordre de 70 % à 72 %, soit une puissance utile réelle d'environ 3,5 W.

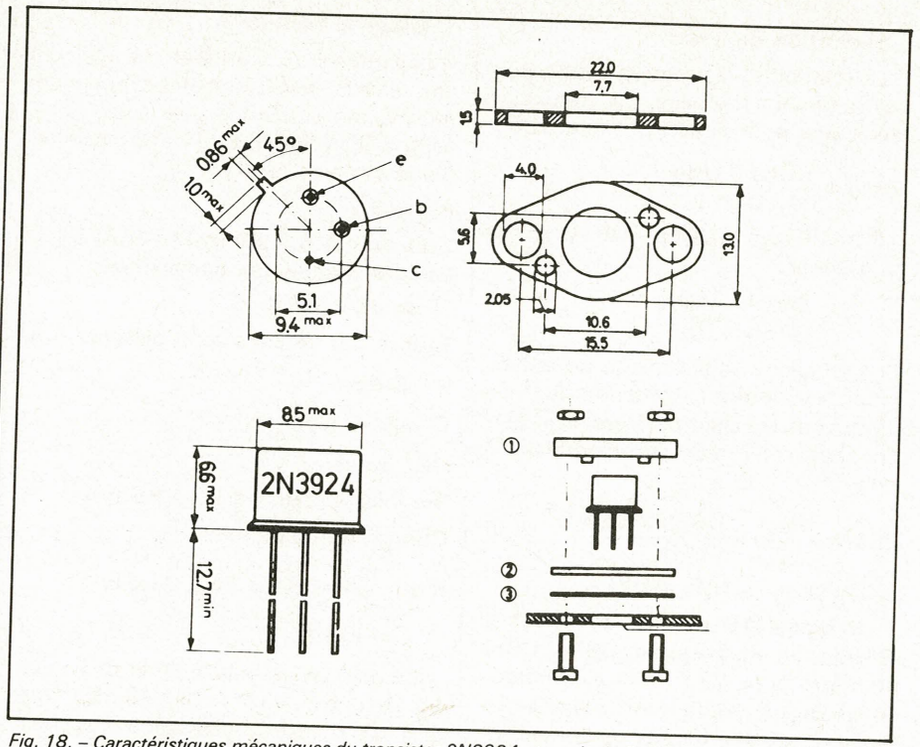


Fig. 18. – Caractéristiques mécaniques du transistor 2N3924 et mode de fixation sur refroidisseur à l'aide de l'accessoire ad hoc.

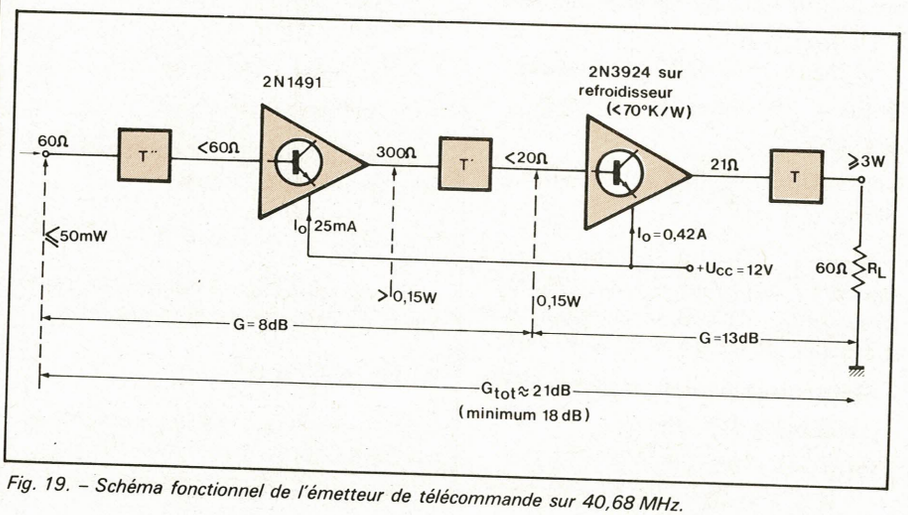


Fig. 19. – Schéma fonctionnel de l'émetteur de télécommande sur 40,68 MHz.

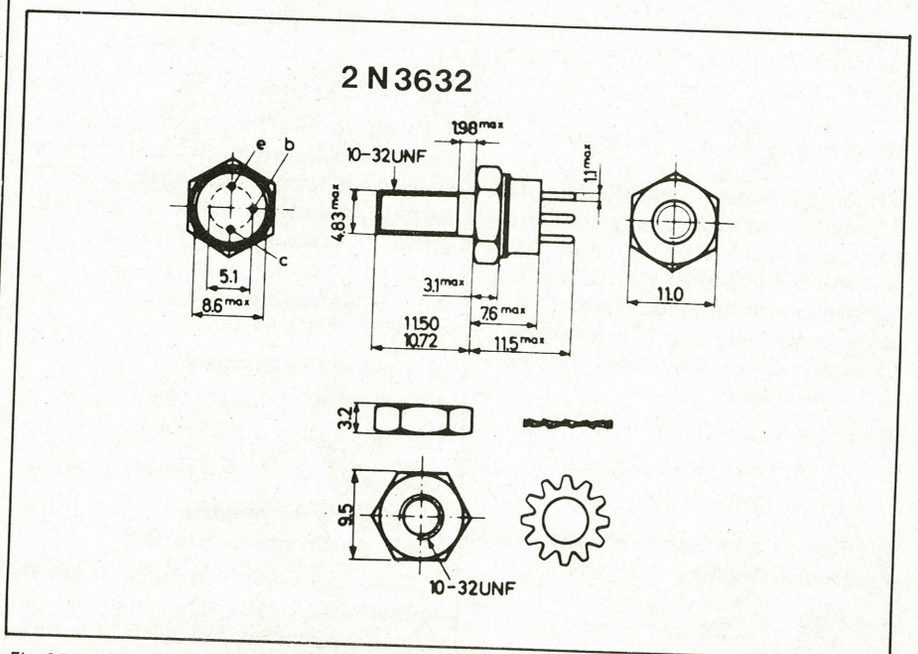


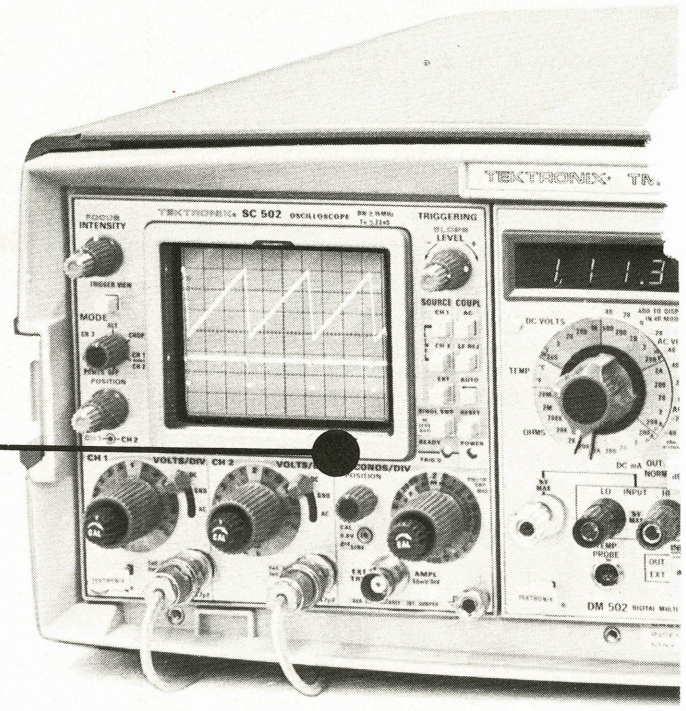
Fig. 20 b. – Caractéristiques mécaniques du transistor 2N3632 et accessoires de montage.

LA SÉRIE D'INSTRUMENTATION MODULAIRE IDÉALE PC

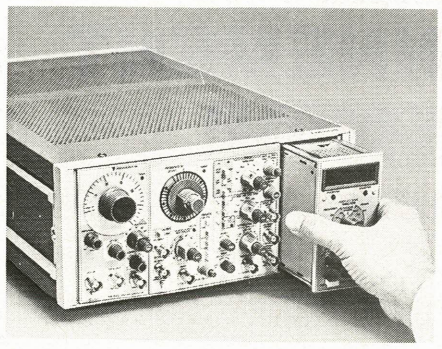
TM

ICI

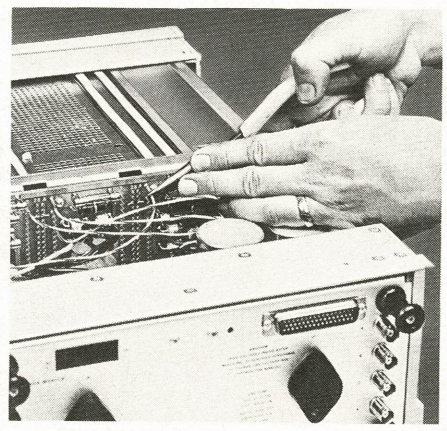
40 modules standard que vous combinez selon vos besoins.



Au choix 40 modules interchangeables.
Amplificateurs, multimètres, fréquencemètres, générateurs, marqueur de temps, oscilloscope ... Choisissez vos modules selon les résultats recherchés, enfichez-les dans un boîtier d'alimentation à 1, 3, 4 ou 6 logements, mettez sous tension : vous pouvez travailler.



Plus d'enchevêtrement de câbles en face avant.
Par boîtier une seule alimentation dessert l'ensemble des fonctions. Il suffit d'enficher vos modules, ils sont instantanément connectés entre eux grâce à l'option 2 d'interconnection automatique.



Finis les écheveaux de câbles qui rendent malaisé l'accès aux commandes des modules. Le panneau avant est dégagé, clair : vos opérations de mesures sont facilitées.

La valise de maintenance
En maintenance vous transportez de nombreux appareils volumineux, vous vous déplacez fréquemment.
Avec la TM 515 tout est dans un seul boîtier, muni d'une seule poignée, pas plus lourd qu'une valise, mais mille fois plus solide : le boîtier résiste à tout, et le panneau de protection avant ne craint pas les chocs les plus durs.

Autant d'avantages qui font de la TM 500 l'outil de maintenance le plus recherché par les techniciens qui sont aussi de bons gestionnaires.

Tektronix, pour être

$$Rin = 1 + 2\pi\ 4\ .\ 10^{8} \times 2{,}5\ .\ 10^{-9} = 6{,}28\ \Omega$$

La charge de collecteur (22 Ω) réduira en fait la partie réelle de l'impédance d'entrée à environ 4 Ω.

Le rendement théorique atteindra une valeur

$$\eta = \frac{12}{24 \times 0{,}6} = 83\ \%$$

$$Ptot = 14{,}4 + 1{,}5 - 12 = 3{,}9\ W$$

$$Rth = \frac{175 - 60}{} = 29{,}5\ ^{o}K/W$$

$$Rth\ r\text{–}a = 29{,}5 - 7{,}5 - 0{,}6 = 21{,}4\ ^{o}K/W$$

Il faudra donc fixer le transistor sur un radiateur ayant une résistance thermique d'environ 20 °K/W (par exemple une plaquette d'aluminium de 6 cm x 6 cm (épaisseur 2 mm).

Dans le prochain numéro de la revue, nous examinerons les circuits de couplage, transformateurs d'impédance qui figurent dans le schéma fonctionnel. L'étude théorique élémentaire sera illustrée par des calculs pratiques appliqués aux exemples traités ci-dessus.

J. DE NEEF
Chargé de Cours
à l'Institut Supérieur
Industriel de l'Etat
Bruxelles

Bibliographie

(1) R. MINTON : « Design trade-offs for RF transistor power amplifiers ». (RCA Technical Publication n° ST - 3250).

(2) A.-H. HILBERS : « On the input and load impedance and gain of RF power transistors (Electronic Applications, Vol. 26 - n° 4 - Philips).

(3) A. EVANGELISTI : « Class C - High-frequency amplifiers » (Appl. Report S G S - AR 109 - Feb. 1963).

(4) G.-R. KENNEDY : « Low-power transistor transmitter ». (Wireless World, Oct. 1968, pp.346-350).

(5) W.-P. O'REILLY : « Transmitter power amplifier design » (Wireless World, Sept. 1957 - Oct. 1975 - Nov. 1975 - Feb. 1976).

(6) RCA : « RF power devices » - Publ. SSD-205 A.

(7) MBLE Data Handbook - Part 4 (Transmitting transistors).

Abonnez-vous au MONITEUR DE L'ELECTRICITE

en profitant de notre offre spéciale :
80 F seulement pour un an, au lieu de 100 F

Considérée comme la première revue professionnelle spécialisée dans l'équipement électrique de l'usine et du bâtiment, le « MONITEUR DE L'ELECTRICITE » consacre tous les mois des rubriques régulières portant sur la sécurité, la normalisation, l'éclairagisme, les techniques de mesure, les prix des installations électriques, etc. ; de plus, notre sélection mensuelle de nouveautés peut vous apporter un précieux concours en vous tenant au courant de l'évolution technique des matériels.

Si, donc, comme nous l'espérons, notre revue vous intéresse, il vous suffit pour la recevoir régulièrement tous les mois, de nous retourner le bulletin ci-dessous.

Exceptionnellement, à titre de prospection, nous avons ramené le prix de l'abonnement annuel de 100 F à 80 F.

Grâce à cet abonnement, vous pourrez également bénéficier d'une Petite Annonce gratuite : il vous suffit de nous adresser le texte à paraître accompagné du bulletin d'abonnement.

P.S. — Si vous êtes déjà abonné, cette offre est évidemment sans objet.

BULLETIN D'ABONNEMENT

LE MONITEUR
DE L'ELECTRICITE

2 à 12 RUE BELLEVUE _ 75019 PARIS

Nom et prénom : .....
Société : .....
Activité : .....
Adresse : .....

désire recevoir votre revue mensuelle pendant un an au prix de 80 F.

Je vous joins
mandat ☐
chèque ☐
de cette somme.

SERVICE: E.A.

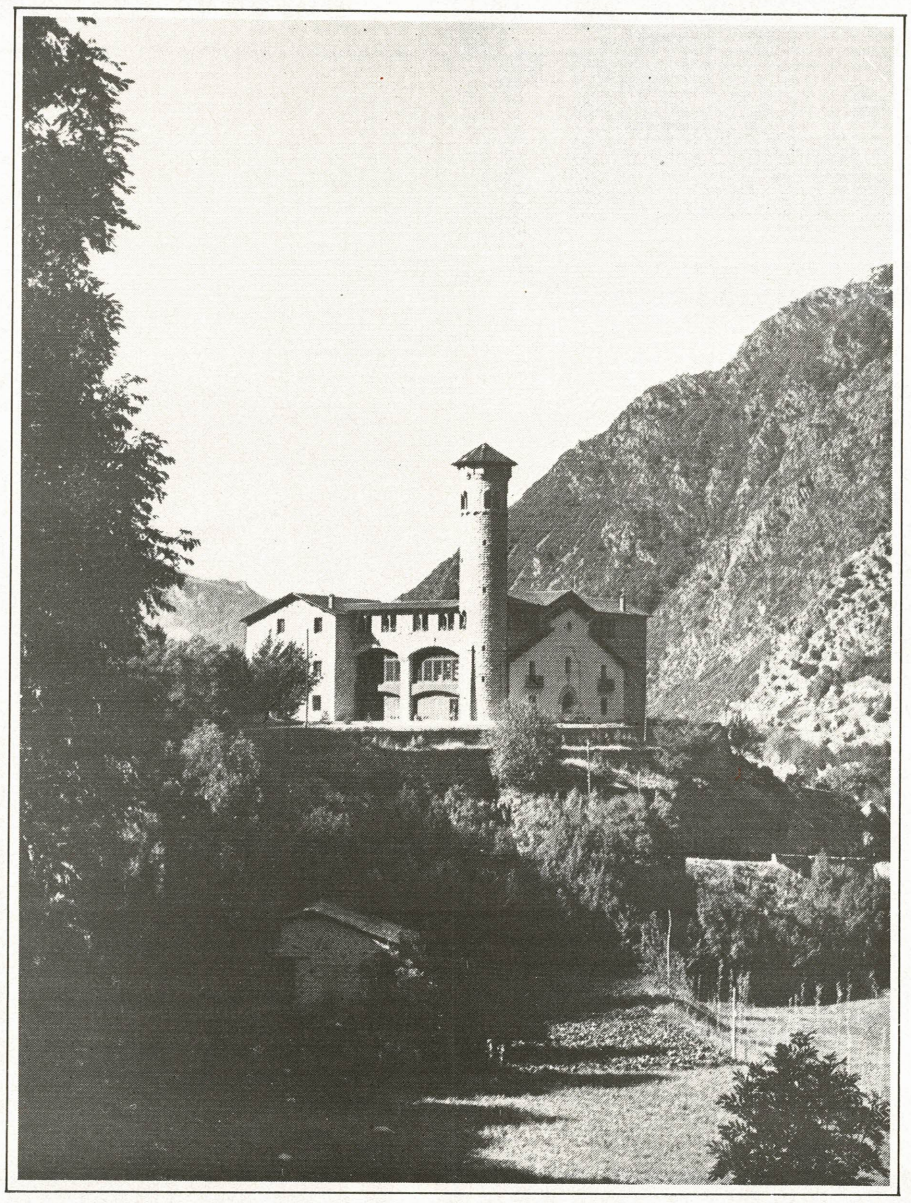
La radio, une des inventions les plus extraordinaires de notre époque, est présente à chaque instant de notre vie pour nous faire vivre les événements les plus importants de la planète.

Les techniques de radiodiffusion sont devenues tellement familières à chacun que l'on considère celles-ci comme naturelles et personne ne s'étonne plus à présent de recevoir en direct une émission provenant des antipodes.

Puisque l'aspect « grand public » de ces liaisons hertziennes a été banalisé, il nous a semblé intéressant de faire connaître à nos lecteurs l'autre face, que l'on ne voit pas en général et qui concerne les installations et les moyens techniques de ces « radios qui font le monde ».

Pour cela nous sommes allés rendre visite à plusieurs centres émetteurs très connus et nous décrirons dans cet article les moyens techniques de trois d'entre elles : Radio Monte-Carlo, Sud-Radio et Radio-Andorre.

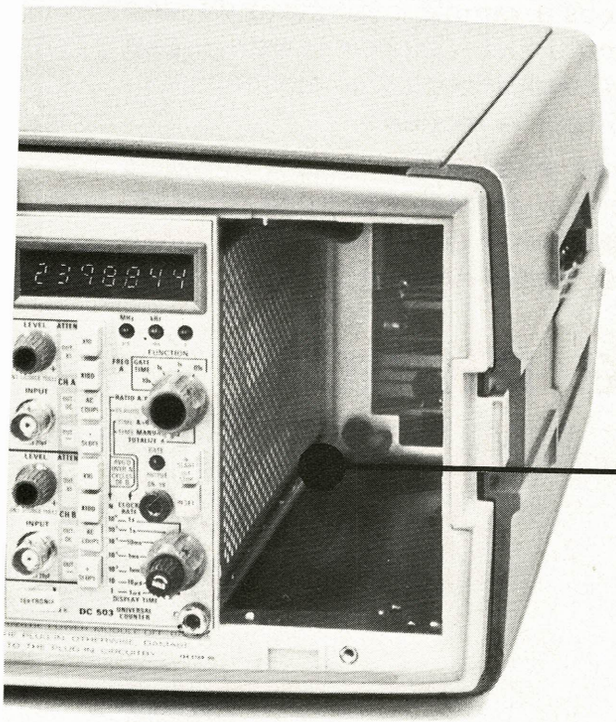
Les radios qui font le monde



Le centre émetteur de Radio Andorre.

UR LE TECHNICIEN QUI SAIT ÊTRE UN GESTIONNAIRE.

500

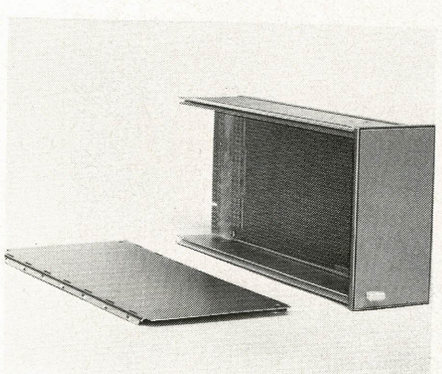


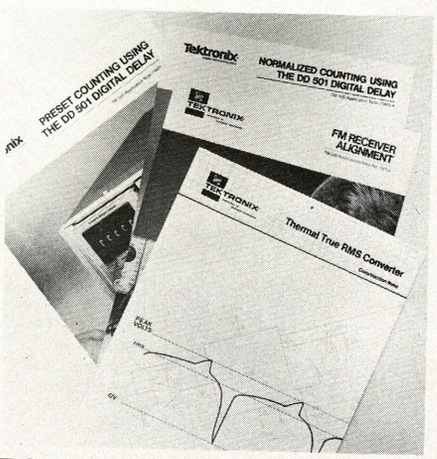
ICI

Tektronix a tout prévu pour que vous montiez votre propre module.

Le kit TM 500

Avec la TM 500 Tektronix a pensé à tout, même à l'imprévisible: l'application à laquelle vous devez faire face. Pour cette mesure spéciale aucun module standard ne convient. Qu'à cela ne tienne. Tektronix propose 2 kits de base qui vous permettent de monter vous-même votre propre électronique dans un module simple ou double. Ce module comprend une plaquette principale de circuits imprimés et pré-perforés, et un jeu de composants mécaniques de montage.





Tektronix vous aide à le monter

A votre disposition 30 notes d'applications très détaillées pour la meilleure utilisation de vos modules standard et le montage de modules déjà testés lors d'applications particulières.
Tektronix fournit également toutes les pièces dont vous avez besoin.
Si une difficulté vous arrête n'hésitez pas, téléphonez-nous. Tous nos ingénieurs vous conseilleront.

Tektronix®

Service Promotion des Ventes: B.P. 13 – 91401 ORSAY – Tél. 907.78.27.

Centres Régionaux: Lyon. Tél.: (78) 76.40.03. Rennes. Tél.: (99) 51.21.16. Toulouse. Tél.: (61) 40.24.50. Aix-en-Provence. Tél.: (42) 59.24.66. Strasbourg. Tél.: (88) 39.49.35.

EA

Coupon à retourner à Tektronix,
Service Promotion des Ventes – B.P. 13 – 91401 Orsay

M _____ Société _____

Fonction _____

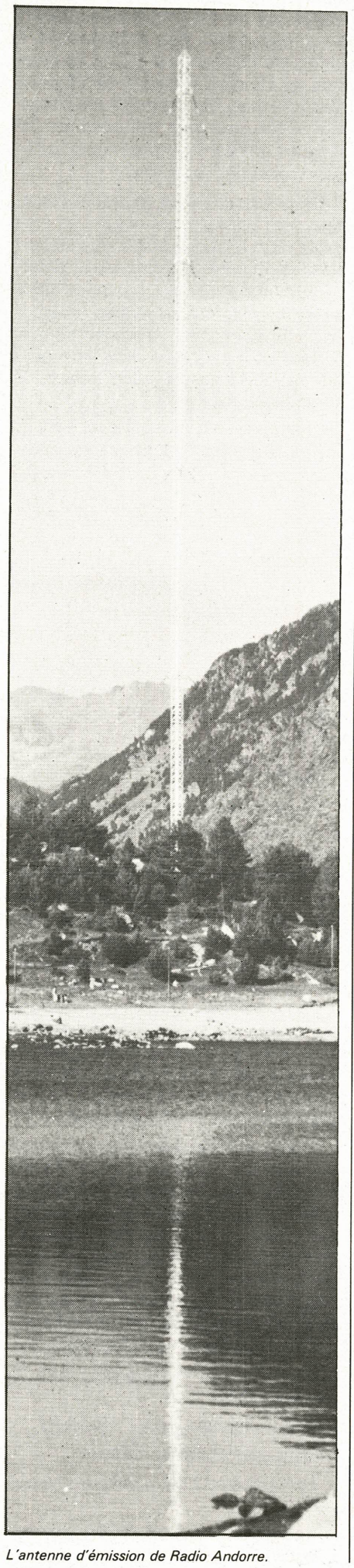
Adresse _____

_____ Tél. _____

désire recevoir, sans engagement de sa part,
☐ une documentation sur la TM 500
☐ la visite d'un ingénieur commercial.

performant. Longtemps.

CPV-Riss T 103



L'antenne d'émission de Radio Andorre.

L'émetteur de Radio-Andorre représente le dernier cri de la technique dans le domaine de la radiodiffusion. Les systèmes de sécurité ont été spécialement étudiés tant pour le personnel que pour le matériel.

L'antenne, quant à elle, est construite sur un mât de 125 mètres, isolé à sa base, est située au bord du lac d'Engolasters, à près de 2000 m d'altitude. Au pied de cette antenne, 15 km de fils de cuivre ont été enterrés afin de former un réseau de terre efficace. Une ligne pour le transport de l'énergie a dû être construite pour relier l'émetteur à l'antenne. Cette ligne à 1000 m de long pour une dénivellation de 400 m. Elle est formée de 2 câbles de 25 mm de cuivre vide, espacés l'un de l'autre de 988 mm. L'installation de ce feeder a été particulièrement difficile en raison du profil du terrain. Tout le matériel a dû être transporté à dos d'homme, dans des conditions climatiques parfois très mauvaises.

Les installations ondes moyennes sont doublées par un émetteur ondes courtes de 25 kW, de marque américaine. Enfin tout ce matériel n'aurait aucune efficacité s'il n'était complété par une installation B.F. à la hauteur du matériel H.F. Aussi les studios de Radio Andorre qui sont situés à Andorre-la-Vieille, sont-ils équipés d'éléments modernes. Telles sont donc les installations qui ont donné sa popularité au célèbre « Aqui Radio-Andorra ».

Sud Radio

Avec une formule originale, qui allait faire d'elle la première station périphérique interrégionale, Sud Radio s'est développée en quelques années, au cœur même du midi, dans des provinces ouvertes sur l'avenir.

Elle s'appuie sur un public fidèle, évalué à plus de deux millions d'auditeurs qu'elle connaît bien, auxquels elle adapte ses programmes et ses bulletins d'information, et jusqu'au « ton » même de ses émissions. Les animateurs que nous avons rencontrés dans les studios, casques sur les oreilles, ne sont pas des « vedettes », mais des amis qu'on a plaisir à retrouver. Ils sont jeunes. Tous ou presque sont nés dans la zone d'écoute de la station. Les informations consacrent à l'actualité régionale, de Bordeaux à Marseille, de Bayonne à Perpignan, la moitié des bulletins et magazines. L'actualité économique, sociale, politique, artistique et sportive y est largement évoquée et librement commentée. L'important réseau de correspondants que Sud Radio entretient dans 25 départements du Midi-Pyrénées, du Languedoc-Roussillon et de l'Aquitaine, lui permet d'être à tout moment au contact de l'événement, petit ou grand, entre Atlantique et Méditerranée, et d'en donner l'écho immédiat sur ses antennes. Les diverses rubriques de ses magazines chroniques agricoles, emploi, météo, état des routes, etc., en font en outre un véritable service public à l'usage des auditeurs.

Depuis la fin de 1972, la station dispose d'un nouvel émetteur dont la puissance a été portée à 900 kW. En décidant de tripler sa puissance. Sud Radio améliorait du même coup son confort d'écoute et partait à la conquête de nouveaux auditeurs. C'est à l'attention de cet auditoire, en constant accroissement, que Sud Radio diffuse depuis sur émetteur d'Andorre, auquel sont reliés les studios de Toulouse et de Paris, vingt heures de programmes quotidiens.

Le nouvel émetteur est un ensemble Thomson-CSF de 900 kW, alimenté par une ligne électrique pouvant transporter une énergie de 12 500 kW sous 20 000 V. Trois groupes électrogènes d'appoint fournissent une puissance de 2000 kW/h. Une réserve de 300 000 litres de carburant permet à l'émetteur, en cas de besoin, de fonctionner de façon totalement autonome. En hiver, une partie des installations est recouverte par plusieurs mètres de neige, et la station entièrement climatisée, a été aménagée pour assurer le meilleur confort aux techniciens. L'accès à l'émetteur se fait alors au moyen de chenillettes du type « grand Nord ».

L'antenne est constituée par un système directif à deux pylônes quart d'onde de 86 m de hauteur, et d'un poids de 180 tonnes chacun. Les trois studios d'Andorre-la-Vieille reliés à l'émetteur par câbles et par relais hertzien ont été dotés d'équipements B.F. perfectionnés.

Signalons à nos lecteurs que l'émetteur peut être visité sous la conduite de techniciens. Au cinquième étage de la tour, d'où l'on découvre l'incomparable panorama des sources de l'Ariège et du Cirque des Pessons, un bar et un magasin de souvenirs accueillent les visiteurs.

J. Ranchet

Radio Monte-Carlo

1) Roumoules

Grandes ondes 1400 m - 218 kHz

Depuis le 15 juillet 1974, Radio Monte-Carlo dispose de son nouveau centre émetteur G.O. 1400 m, implanté à Roumoules sur le plateau de Valensole, dans les Alpes de Haute-Provence. Ces nouvelles installations ont permis de tripler, voire quadrupler la zone d'écoute de RMC qui est depuis entendu dans d'excellentes conditions, de la Méditerranée aux portes de Paris.

Le centre émetteur de Roumoules a remplacé celui du col de la Madone (Alpes-Maritimes) qui avait été mis en service en 1965, et dont la portée était limitée par les massifs montagneux de l'Estérel et des Préalpes.

Les principales caractéristiques techniques de la nouvelle station sont les suivantes :

– Deux émetteurs délivrant chacun une puissance H.F. de 1000 kW, issus de la nouvelle génération des émetteurs de grande puissance de Thomson-CSF. Ils peuvent être mis en parallèle par une cabine de couplage et fournir ainsi une puissance de 2000 kW à l'antenne d'émission. Celle-ci est une antenne directive, composée de trois pylônes de 300 m de haut, permettant de concentrer l'énergie ainsi rayonnée vers le centre de la France. Le réseau « terre » de l'antenne couvre une superficie de 150 hectares : il est composé de fils de cuivre dont la longueur totale atteint 200 km !...

Pour permettre la remise en culture des terres, tous ces fils ont été enterrés à une profondeur de 80 cm ; ainsi, sans avoir gêné une seule récolte, la station se trouve au beau milieu des champs de blé et de lavande.

L'alimentation en énergie électrique a été réalisée à partir d'une ligne H.T. de 150 000 V. Un poste de transformation 150 000/20 000 et deux transfos de 5000 kW fournissent l'énergie nécessaire à l'alimentation du centre émetteur. De plus, l'autonomie de la station est assurée par un groupe électrogène de 3300 chevaux.

2) Col de la Madone

Ondes moyennes 205 m – 1466 kHz ; 428 m - 701 kHz ; MF 93,5 MHz

Le centre émetteur du col de la Madone (06) qui assurait, depuis 1955, la diffusion des programmes sur ondes longues, n'a pas été abandonné pour autant ; dès la mise en service de Roumoules, d'importantes transformations ont été entreprises afin d'assurer la reconversion en ondes moyennes : démontages des anciens pylônes de 320 m, réimplantation de nouvelles antennes, modification des émetteurs.

Ainsi, en moins de cinq mois, un émetteur était mis en service sur 205 mètres pour assurer les émissions P.O. du soir. Les nouvelles possibilités de la station sont les suivantes :

– Deux émetteurs de 600 kW (1200 kW couplés) pouvant fonctionner dans la gamme des ondes moyennes sur deux longueurs d'ondes différentes : 205 et 428 mètres. Deux antennes directives composées chacune de deux pylônes et permettant un rayonnement privilégié vers le nord de l'Europe et vers l'Italie. La diffusion des émissions à destination de l'Italie (13 heures de programmes par jour) sur une nouvelle fréquence et avec une puissance accrue va permettre là aussi de tripler la zone d'écoute de RMC.

3) Cap Greco (Chypre)

Ondes moyennes 224 m - 1232 kHz

Depuis juillet 1973, un émetteur de 600 kW et une antenne directive composée de 3 pylônes permettent à Radio Monte-Carlo de couvrir tous les pays du proche Orient. Les programmes, en langue arabe, mais de style occidental sont conçus et réalisés à Monte-Carlo. Ils sont acheminés à Chypre par une liaison hertzienne sur ondes courtes.

4) Fontbonne

Ondes moyennes 205 m - 1466 kHz - Modulation de fréquence 98,5 MHz - Ondes courtes (6 - 7 - 9 - 11 - 15 MHz).

C'est le premier des centres émetteurs de RMC dont les émissions diffusées régulièrement sur petites ondes remontent à 1946. Il continue à assurer la diffusion des programmes vers l'Italie sur ondes moyennes 205 m, ainsi que celles des programmes à caractère religieux sur O.C. à destination de l'Europe du Nord, de l'Europe Centrale et du Proche et Moyen Orient. Ces émissions sont diffusées en 33 langues différentes pour une durée journalière de 12 heures.

Deux émetteurs de télécommunication sont utilisés pour diriger les programmes en langue arabe vers l'émetteur de Chypre. De plus, deux émetteurs à modulation de fréquence diffusant le programme ondes longues français permettent de couvrir toute la Côte d'Azur avec une excellente qualité musicale propre à ce moyen de transmission.

Ces quelques éléments donnent une idée des moyens techniques de diffusion mis en œuvre par RMC. Ils permettent d'assurer la retransmission simultanée de 6 programmes différents et d'en faire une station de radio tous azimuts.

Radio Andorre

A gauche de la route, avant d'entrer à Andorre-la-Vieille, une bâtisse du style bourgeois abrite les installations de Radio-Andorre. Le centre émetteur, qui est en service depuis bientôt quarante ans, a subi au cours des années de nombreuses transformations et surtout une augmentation de la puissance. De 35 kW, qui était sa puissance primitive, l'émetteur a atteint, par étapes successives, 140 kW. Puis il a été remplacé par un émetteur moderne de 300 kW, faisant de cette station l'émetteur commercial de langue espagnole le plus puissant.

Ces augmentations de puissance ont été rendues nécessaires par le nombre croissant des émetteurs radiophoniques importants construits ces dernières années en Europe. Pour résoudre ces problèmes, Radio Andorre s'est adressé à Brown-Boveri, de réputation mondiale, en Suisse et en Allemagne. Voici ses caractéristiques techniques :

– Puissance de sortie : 300 kW.

– Domaine de fréquence : 525 à 1605 kc (P.O.).

– Fréquence de service : 701 kHz.

– Longueur d'ondes : 428 m.

– Réfrigération : par système « Vapodyne ».

– Impédance de sortie : 230 Ω asymétriques.

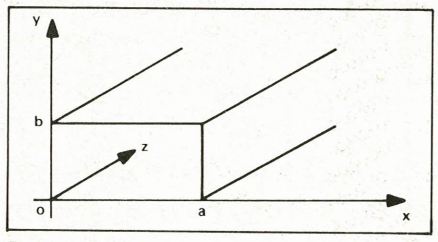


Fig. 1. – Guide d'onde rectangulaire.

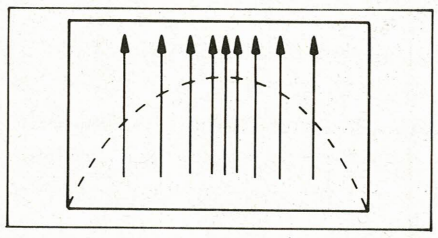


Fig. 2. – Distribution du champ électrique dans un guide d'onde rectangulaire pour le mode principal TE_{10}.

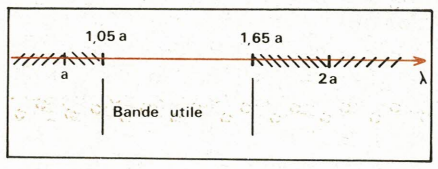


Fig. 3. – Bande utile d'un guide d'onde rectangulaire suivant le mode principal en fonction de son grand côté.

i = 0 (pas de courant)

$\mu_r = 1$

Après quelques transformations mathématiques intermédiaires, on trouve que l'expression du champ électrique dans le guide d'onde est, pour le mode principal TE_{10} (TE = transverse electric), de la forme :

$$Ey = E_o \cdot \sin \frac{\pi \cdot x}{a} \cdot \sin (\omega t - k \cdot z) \quad (1)$$

– k est le nombre d'onde :

$$k = \frac{2\pi}{\lambda_{(milieu)}}$$

– $\lambda_{(milieu)}$ ou λ_m : longueur d'onde du milieu soit, en l'occurrence, dans le guide d'onde, liée à la longueur d'onde de la source par la relation :

$$\lambda_m = \lambda g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\frac{\lambda}{\lambda c})^2}} \quad (2)$$

– λc : longueur d'onde de coupure du guide, égale à deux fois le grand côté a.

On voit d'après la relation (1) et la **figure 2** que la distribution du champ électrique a une allure sinusoïdale par le terme sin $\pi x/a$. Le champ est maximum au centre et nul sur les parois. C'est une des raisons pour lesquelles tous les organes utiles : antennes intérieures de ligne de mesure, de détecteurs, etc., sont toujours placés au centre du grand côté du guide, là où le champ électrique est le plus grand.

Un guide d'onde est un filtre passe-bande dont les longueurs théoriques de coupure sont telles que :

$$a < \lambda < 2a$$

Pratiquement on se limitera à :

$$1{,}05\ a < \lambda < 1{,}65\ a$$ **(fig. 3)**

– 1,05 a : pour ne pas être trop près du mode inférieur voisin dont la longueur d'onde de coupure est a.

– 1,65 a : car au voisinage de la coupure $\lambda c = 2a$, la longueur d'onde dans le guide devient très grande (relation 2) et l'atténuation tend à être prohibitive.

Exemple :

Un guide rectangulaire dont les dimensions intérieures sont :

a = 2 cm
b = 1 cm

a donc une bande passante utile telle que :

$$2{,}1 < \lambda < 3{,}30 \text{ cm}$$

ou en fréquence :

$$9\,090 \text{ MHz} < f < 14\,285 \text{ MHz}$$

soit une bande passante de l'ordre de 5 200 MHz.

La propagation libre

Nous venons de voir que physiquement les dimensions intérieures des composants sont de l'ordre de grandeur de la longueur d'onde. Dans cette région du spectre électromagnétique, le passage d'une bande de fréquence à une autre se fera par simple homothétie. En divisant par exemple toutes les dimensions par deux, nous aurons un matériel fonctionnant à une fréquence deux fois plus élevée.

Il ne faudra quand même pas oublier que les tolérances mécaniques de réalisation seront aussi à diviser dans le même rapport si l'on veut conserver les mêmes performances à l'appareil. Dans un premier temps, cette opération se poursuit sans problème dans la montée en fréquence, mais très vite on arrive à des appareillages de dimensions très faibles avec des tolérances draconiennes dans la région des longueurs d'ondes millimétriques. Il faudra repenser un nouveau mode de transmission et c'est maintenant la propagation libre. L'onde ne sera plus guidée mais plane.

Le montage classique sera formé d'une source, d'un éventuel dispositif d'adaptation et du cornet émetteur. A l'autre extrêmité de la chaîne, on trouvera le cornet récepteur, le détecteur et une charge adaptée.

Sur le principe des interféromètres optiques, l'interférence de deux ondes planes parcourant des chemins optiques différents permettra de résoudre le problème de la mesure des longueurs d'onde, donc de la fréquence.

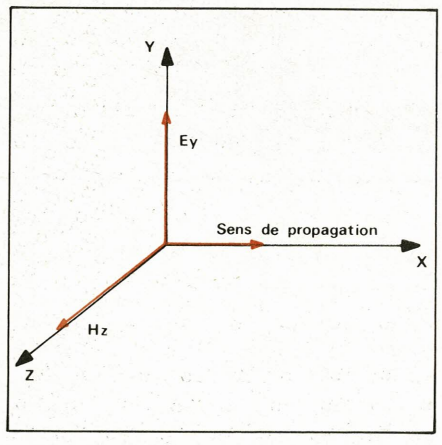


Fig. 4. – Onde plane.

Les ondes planes

Toujours à partir des équations de Maxwell, on démontre qu'une onde incidente plane est formée de deux vecteurs définis par **(fig. 4)** :

$Ey = E_o \cdot \sin (\omega t - kx)$

$Hz = H_o \cdot \sin (\omega t - kx)$

avec : $k^2 = \mu_o \cdot \mu_r \cdot \varepsilon_o \cdot \varepsilon_r \cdot \omega^2$

C'est une onde progressive.

Une deuxième onde plane de même intensité ayant parcouru un trajet différent de x_o sera définie par

$E'y = E_o \cdot \sin [\omega t - k (x + x_o)]$

$H'z = H_o \cdot \sin [\omega t - k (x + x_o)]$

En ne considérant que les vecteurs champs électriques Ey et E'y, les deux autres conduisant au même résultat, la somme de ces deux ondes conduit à une expression de la forme :

$E = Ey + E'y = E_o \cdot \sin (\omega t - k x)$

$+ E_o \cdot \sin [(\omega t - k x) - k x_o]$

Par un développement de la forme sin (a + b) on constate que les composantes E et H de l'onde résultante varieront sinusoïdalement d'une valeur maximale 2 E_o (et 2 H_o) à zéro avec une périodicité de 2 π.

La résultante sera nulle pour :

$kx_o = n \cdot 2\pi$ (n entier : 0, 1, 2...)

donc pour une différence de trajet x_o multiple entier de λ.

Matériel utilisé

La source

Ce sera un équipement standard : klystron, magnétron ou carcinotron suivant les fréquences souhaitées.

T magique ou hybride

C'est une double dérivation mixte sur un guide d'onde conformément à la

Etude

Le spectre électromagnétique s'étend d'une façon continue des fréquences les plus basses, inférieures au hertz, jusqu'aux rayons X bien au-delà du visible *

Du point de vue technologique, les transmissions se font en paire bifilaire, puis par câble coaxial lorsque la fréquence croît. Aux très hautes fréquences ou hyperfréquences, au-dessus de 1000 à 2000 MHz, les pertes dans les câbles coaxiaux devenant prohibitives, il a fallu penser à un autre mode de propagation: le guide d'onde

Quelques expériences d'optique en hyperfréquence

Application aux mesures de longueurs d'onde

Dans cette région du spectre électromagnétique s'étendant des longueurs d'ondes décimètriques aux millimétriques, la proximité du spectre visible permet d'obtenir des faisceaux étroits et très directifs comme en optique. Ces faisceaux émis par des antennes de faibles dimensions permettent de transporter une grande quantité d'informations en utilisant des puissances relativement faibles. Par contre, la longueur d'onde devenant plus faible, les appareils de mesure comme les ondemètres (fréquencemètres) deviennent de plus en plus difficiles à réaliser, d'où l'intérêt d'avoir recours aux techniques d'optique pour la mesure des fréquences.

Le fait de disposer de sources qui, par simple variation de tension, donnent une fréquence parfaitement définie, permet de travailler avec des ondes monochromatiques. D'autre part alors que les ondes lumineuses sont incohérentes à cause du caractère discontinu et aléatoire de l'émission, les ondes générées par les sources hyperfréquences sont cohérentes.

Dans ces conditions ont été repris les interféromètres classiques dérivés de ceux de Boltzmann, Michelson et Perot-Fabry.

Le guide d'onde rectangulaire

Il est représenté à la **figure 1.**

L'étude de ses caractéristiques se fait à partir des équations de Maxwell.

$$\overrightarrow{\nabla}.\overrightarrow{D} = \varphi$$

$$\overrightarrow{\nabla}.\overrightarrow{B} = 0$$

$$\overrightarrow{\nabla}.\overrightarrow{E} = -\frac{\overrightarrow{\delta B}}{\delta t}$$

$$\overrightarrow{\nabla}.\overrightarrow{H} = \overrightarrow{i} + \frac{\overrightarrow{\delta D}}{\delta t}$$

avec $\overrightarrow{B} = \mu_o \cdot \mu_r \cdot \overrightarrow{H}$

$\overrightarrow{D} = \varepsilon_o \cdot \varepsilon_r \cdot \overrightarrow{E}$

Dans le cas d'un guide d'onde sans diélectrique, nous avons les hypothèses simplificatrices suivantes :

$\varphi = 0$ (pas de charge en liberté)

* *Electronique Applications - Printemps 1977.*

vre. Le mandrin est ensuite retiré et le cornet est prêt pour l'usinage final. Un support en forme de cylindre assure la rigidité mécanique et la protection.

Lentille

C'est une lentille diélectrique en téflon (faibles pertes aux fréquences les plus élevées, relativement facile à usiner). Nous adopterons pour simplifier la face de sortie plane donc parallèle aux surfaces d'onde émergente.

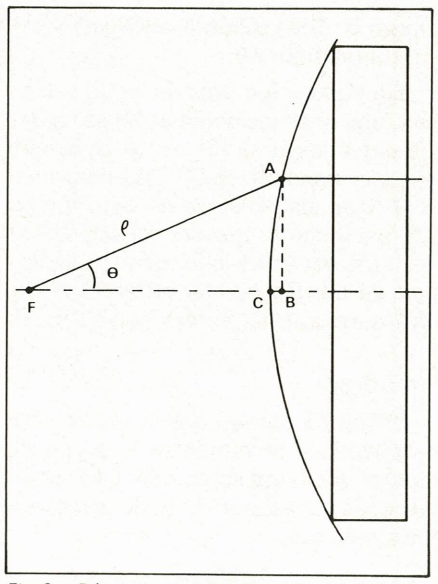


Fig. 9. – Détermination des dimensions de la lentille diélectrique.

Pour déterminer la forme théorique de la lentille, écrivons l'égalité des trajets optiques. OA et OB, **(fig. 9)**.

Sous forme polaire, nous obtenons :

$$\varphi = f + n(\varphi \cos \theta - f)$$

n : indice du milieu

d'où :

$$\varphi = \frac{(n-1) \cdot f}{n \cdot \cos(\theta - 1)}$$

équation d'une hyperbole.

La lentille devrait donc être un hyperboloïde de révolution. Pour faciliter la réalisation, étant donné que θ reste faible, nous assimilerons ce volume à une sphère de rayon égal au rayon de courbure au centre. Soit :

$$R = f(n-1)$$

Application : Pour λ = 1 mm et f = 62,5 mm
R = 28,2 mm.

Une épaisseur totale de 8 mm évitera les déformations du téflon **(fig. 10)**.

Mesure sur l'ensemble cornet-lentille

Pour faire cette mesure, nous avons placé devant l'ensemble cornet-lentille

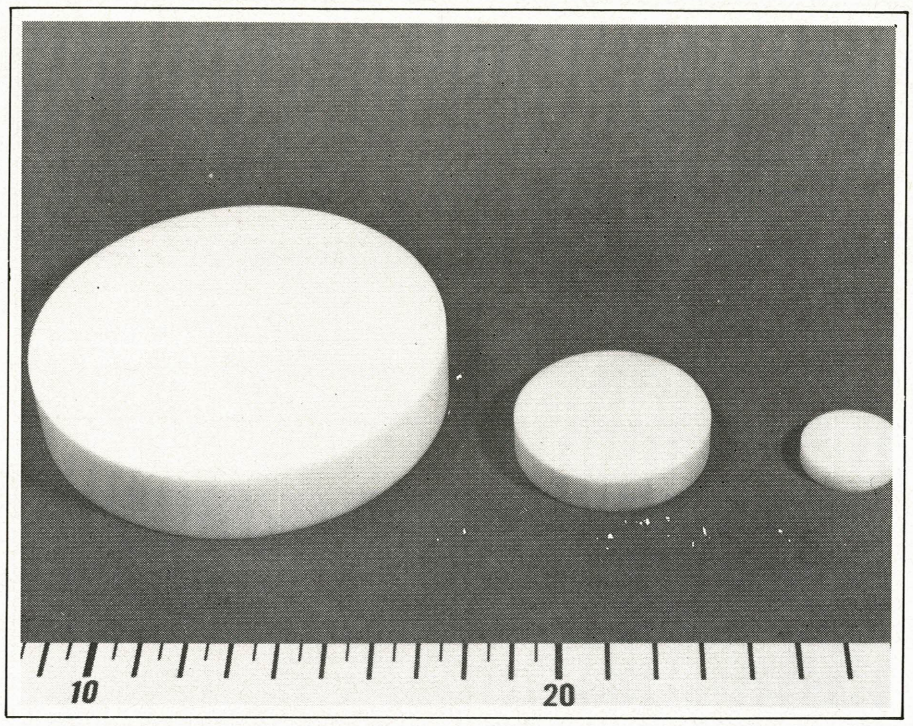


Fig. 10. – Lentilles en téflon pour des longueurs d'ondes de 4,2 et 1 mm (cliché CSF).

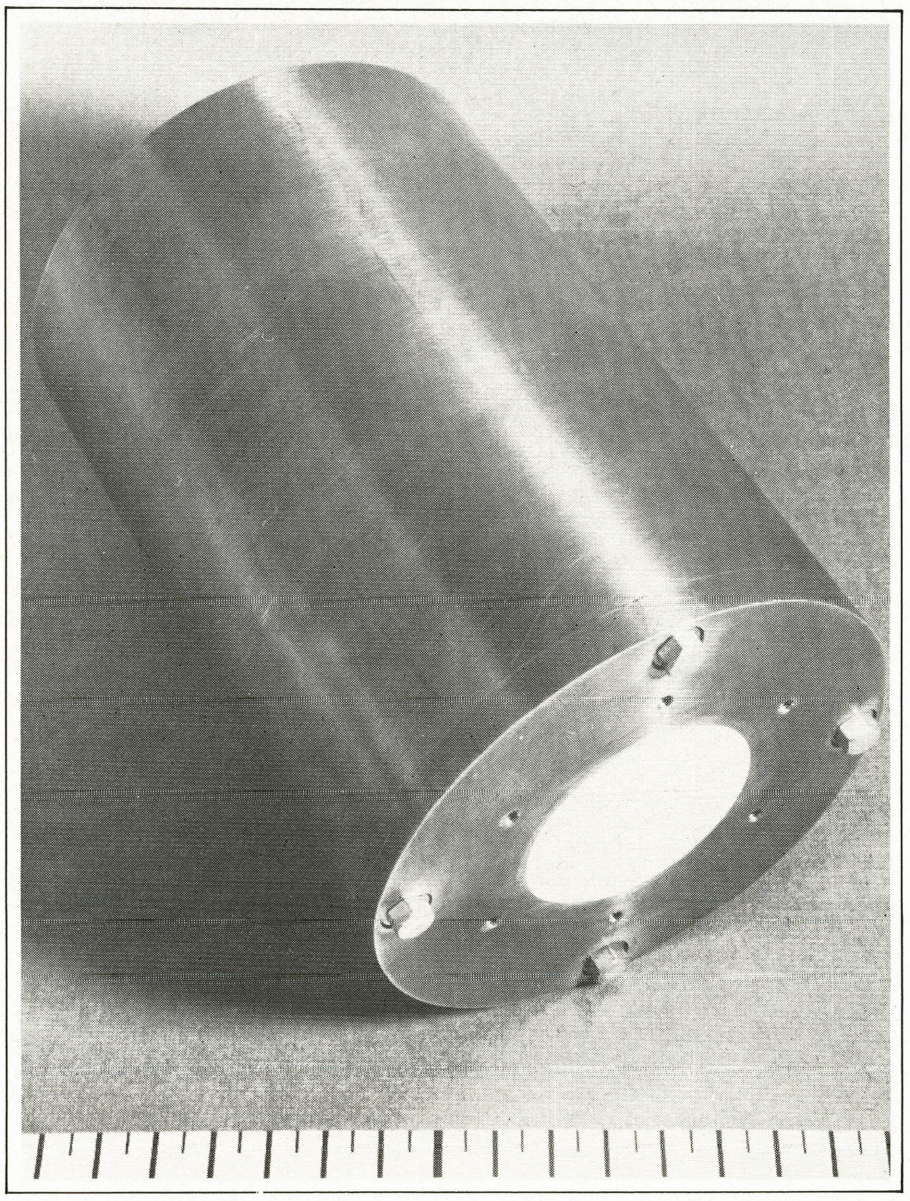


Fig. 11. – Cornet dans son support et lentille. Bande de 2 mm de longueur d'onde (cliché CSF).

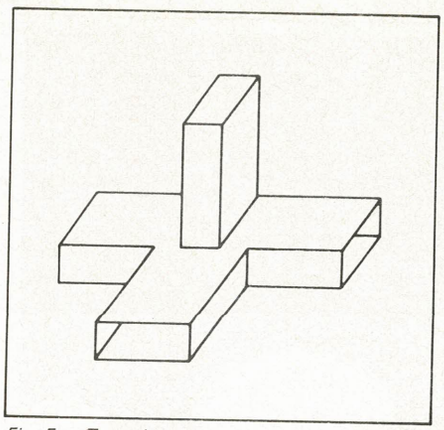


Fig. 5. – T magique.

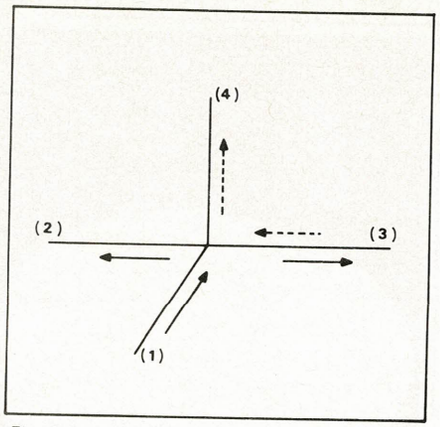


Fig. 6.

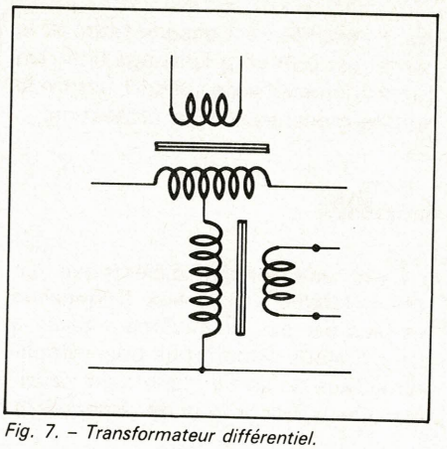


Fig. 7. – Transformateur différentiel.

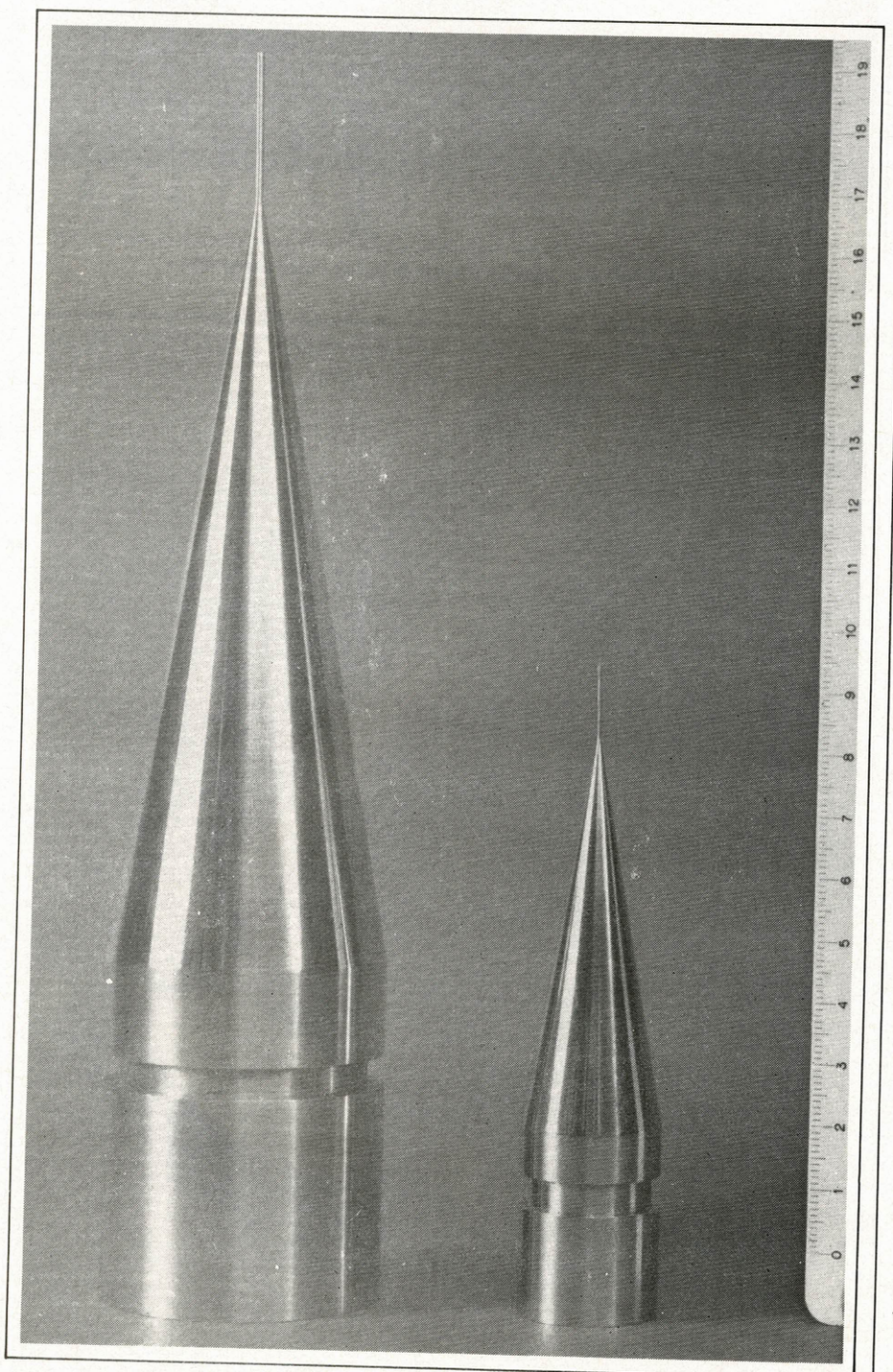


Fig. 8. – Mandrins utilisés comme moule pour la réalisation des cornets (cliché CSF).

figure 5. Son schéma équivalent est reproduit **figure 6**.

Supposons les bras (2) et (3) adaptés ; une onde incidente en (1) se répartit entre les bras (2) et (3) et aucun signal n'apparaît en (4). Par contre, si une onde est réfléchie ou entrante en (3), un signal proportionnel apparaîtra en (4). C'est un fonctionnement analogue au transformateur différentiel utilisé, entre autres, en téléphonie **(fig. 7)**.

Le cornet

Si l'on ne corrige pas la phase avec une lentille, on obtient à la sortie du cornet une onde sphérique. La flèche f obtenue par rapport à l'onde plane doit être telle que :

$$f < \lambda / 2$$

ce qui conduit à la relation :

$$b < 2\sqrt{\lambda \cdot l}$$

b : diamètre de l'ouverture

λ : longueur d'onde en espace libre

l : longueur de cornet (à partir du foyer).

Soit un demi angle plan d'ouverture :

$$\text{tg } \theta = \frac{b}{2l} < 2 \frac{\sqrt{\lambda l}}{2l} = \sqrt{\frac{\lambda}{l}}$$

pour : $\lambda = 1$ mm

$l = 62{,}5$ mm

$$\text{tg } \theta < \sqrt{\frac{1}{62{,}5}} = 0{,}126$$

$$\theta < 7°{,}2$$

Pour faciliter la réalisation, étant donné que nous corrigerons la phase par une lentille, nous prendrons $\theta = 10°$.

D'où un diamètre d'ouverture :

$$b = 2\,l \text{ tg } \theta = 125 \times 0{,}176 = 22 \text{ mm}$$

Pour une bande de fréquence différente nous ferons une simple homothétie.

Les difficultés de réalisation directe de tels cornets nous ont conduit à faire exécuter des mandrins en acier inoxydable 18.8 constituant le moule et à faire déposer par électroformage une couche de quelques millimètres de cui-

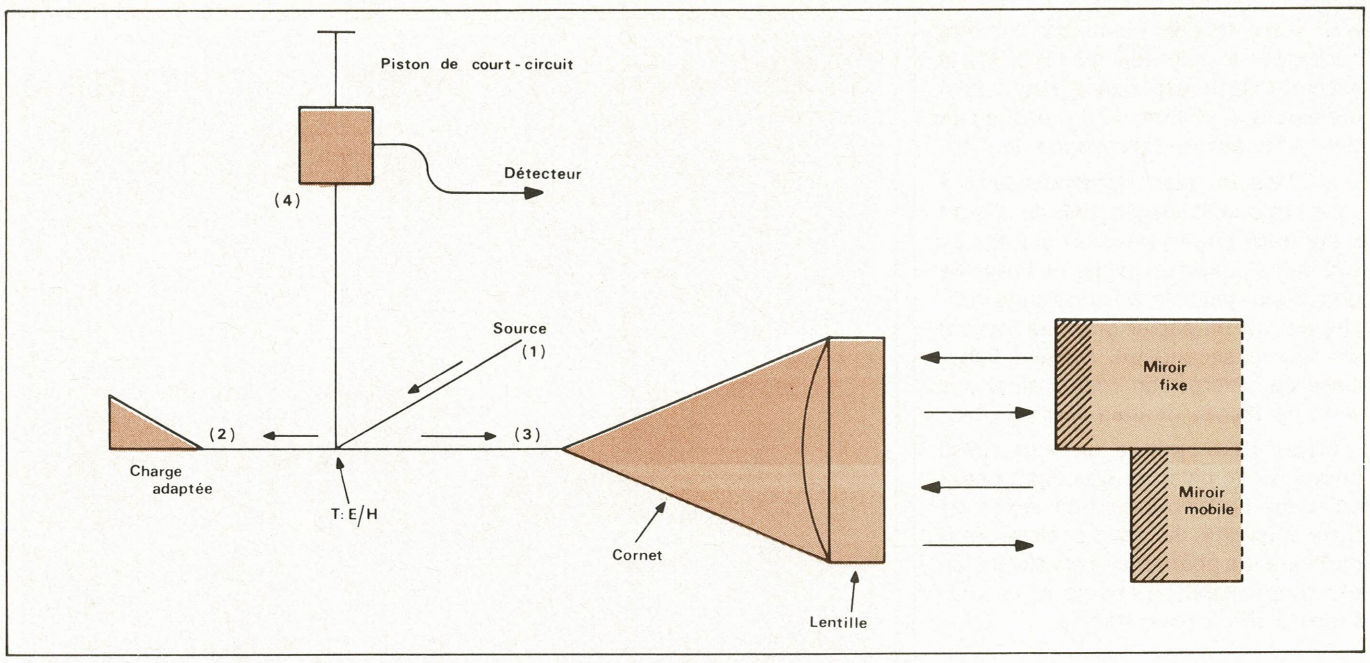


Fig. 14. – Principe de réalisation de l'interféromètre de Boltzmann.

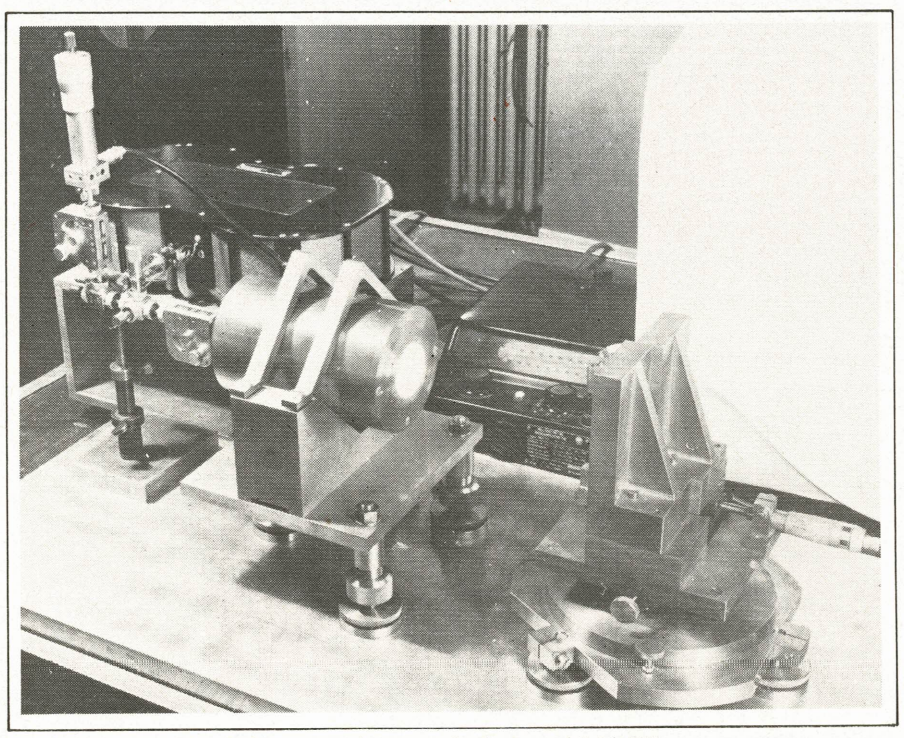


Fig. 15 – Interféromètre de Boltzmann. Longueur d'onde 1 mm (cliché CSF).

Interféromètre de Boltzmann

C'est un dispositif à autocollimation. Sur la **figure 14** est reproduit le principe de l'appareil. Un T hybride assure, comme nous l'avons vu précédemment, la répartition du signal sur les bras (2) et (3). Le bras (2) adapté ne renvoie aucune énergie. Le signal en (3) est émis à travers le cornet et la lentille. L'onde plane résultante est réfléchie par deux miroirs métalliques, l'un fixe, l'autre mobile, décalés d'une longueur connue x_o. Suivant la valeur de x_o par rapport à la longueur d'onde, le signal résultant entrant en (3), donc (4), passera par des extrema au niveau du détecteur. Il suffira de repérer à l'aide de la vis micrométrique les emplacements relatifs des deux miroirs.

Mesure de longueurs d'ondes

Les différents minima successifs, distants d'une demi-longueur d'onde, sont repérés à l'aide de la tête micrométrique qui détermine l'emplacement du miroir mobile par rapport au miroir fixe. Pour mettre en évidence les erreurs accidentelles, nous comparons la série ainsi obtenue à une série de référence.

Examinons le procédé sur un exemple :

Mesure	Théorique	Différence Δ
0,27	0	0,27
1,03	0,75	0,28
1,80	1,50	0,30
2,57	2,25	0,32
3,33	3,00	0,33
4,10	3,75	0,35
4,85	4,50	0,35
5,62	5,25	0,37
6,39	6,00	0,39
7,15	6,75	0,40

La première lecture ne correspond pas à $\lambda/4$ car la tête micrométrique est légèrement décalée. Dans la première colonne, nous portons les différents minima distants de $\lambda/2$ mesurés. D'après ces résultats nous voyons que la longueur d'onde est voisine de 1,5 mm, nous portons dans la deuxième colonne les valeurs théoriques correspondant à $\lambda' = 1{,}5$ mm.

Dans la dernière colonne nous faisons la différence Δ et nous portons sur un graphique les valeurs de Δ en fonction de l'ordre de chaque minimum. La droite ainsi obtenue permet de connaître une valeur plus exacte, moyennes de mesures, de la longueur d'onde **(fig. 16)**.

Si la pente de la courbe est positive $\lambda > \lambda'$; dans le cas contraire $\lambda < \lambda'$.

Sur l'exemple considéré nous trouvons $\lambda = 1{,}53$ mm.

Interféromètre de Perot-Fabry

Il est formé de deux lames partiellement transparentes placées perpendi-

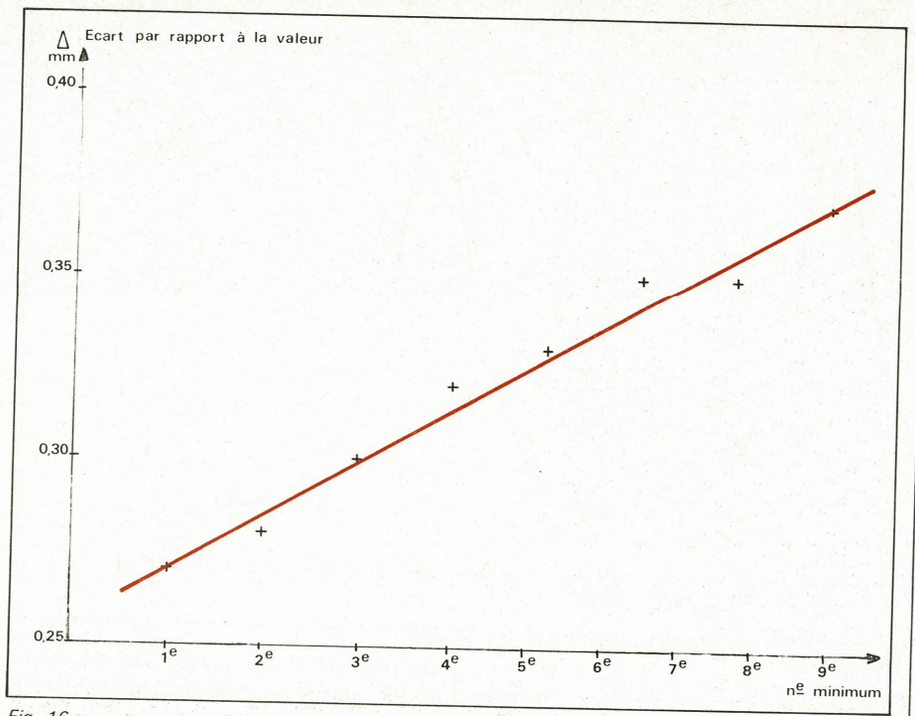


Fig. 16.

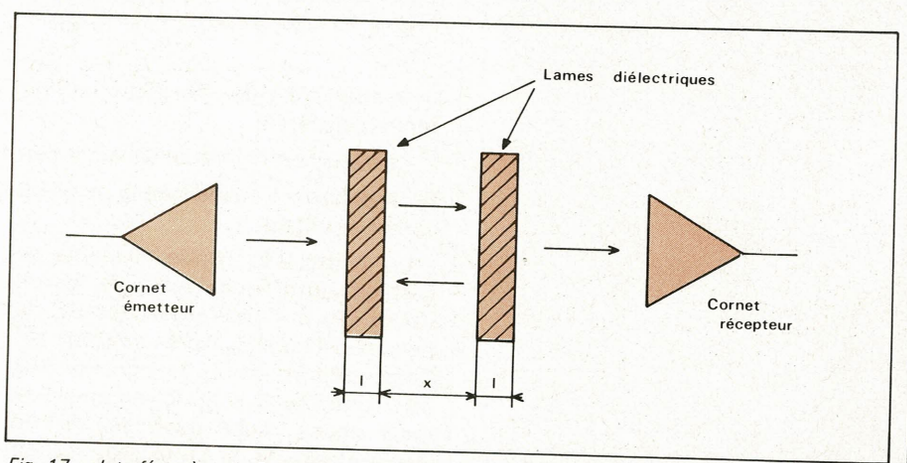


Fig. 17. – Interféromètre de Perot-Fabry. Après réflexions multiples entre les deux lames diélectriques, le signal résultant à la sortie est fonction de l, x, n et λ.

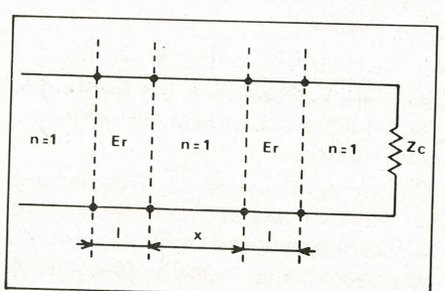


Fig. 18. – Ligne équivalente à la cavité de l'interféromètre de Perot-Fabry.

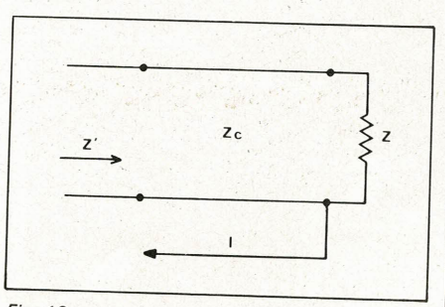


Fig. 19.

culairement à l'axe optique entre un cornet émetteur et un récepteur **(fig. 17)**.

Pour ce genre d'étude, il est commode d'utiliser la théorie des lignes équivalentes **(fig. 18)**. Quatre tronçons de ligne sont placés en série. Suivant qu'il s'agit du vide (air) ou du diélectrique, les impédances caractéristiques de ces lignes seront Zc (impédance du vide : $\sqrt{\varepsilon_o/\mu_o}$) ou $Zc/\sqrt{\varepsilon_r}$. Les longueurs sont conservées :

l : épaisseur du diélectrique

x : distance variable entre les plaques.

Le cornet récepteur étant considéré sans réflexion, l'ensemble des lignes équivalentes est bouclé sur Zc.

Le problème revient donc à calculer par la méthode classique l'impédance ramenée par les tronçons successifs. On rappelle que la relation générale est, dans le cas des lignes sans pertes, de la forme :

$$Z' = Zc\,\frac{Z + j\,.\,Zc\,.\,tg\,kl}{Zc + j\,.\,Z\,.\,tg\,kl}$$

avec les définitions de la **figure 19**.

La puissance transmise au cornet récepteur sera, tous calculs faits :

$$P_r = P_o\,(1 - r^2)$$

avec :

$$r^2 = \frac{(\varepsilon_r{}^2 - 1)^2\,.\,tg^2\,kx}{4\,\varepsilon_r{}^2 + (1 + \varepsilon_r{}^2)^2\,.\,tg^2\,kx}$$

et ce dans l'hypothèse simplificatrice où les diélectriques sont des lames quart d'onde. Si ce n'est pas le cas, l'allure de la variation de

$$P_r = f\,(x)$$

est sensiblement la même mais l'expression mathématique est beaucoup plus compliquée.

Il est commode aussi d'introduire la notion de surtension de la cavité formée par les deux lames. Comme de coutume, on étudie le désaccord à demi-puissance. Ce paramètre permet de caractériser la finesse de la réponse puisque plus elle sera étroite plus le coefficient de surtension sera élevé. Dans le cas considéré on trouve :

$$Q = \frac{\pi}{4}\,\sqrt{\varepsilon_r{}^2 - 6}$$

Conformément à ce qui vient d'être vu, est reproduite sur la **figure 20** la variation de la puissance reçue en fonction de x/λ (valeur réduite de l'espace interlame). C'est une succession de raies de forte intensité, d'autant plus étroites que ε_r sera grand. Elles apparaissent chaque fois que x est un multiple de $\lambda/2$.

Interféromètre de Michelson

Sa version hyperfréquence sera formée de deux cornets : un émetteur et

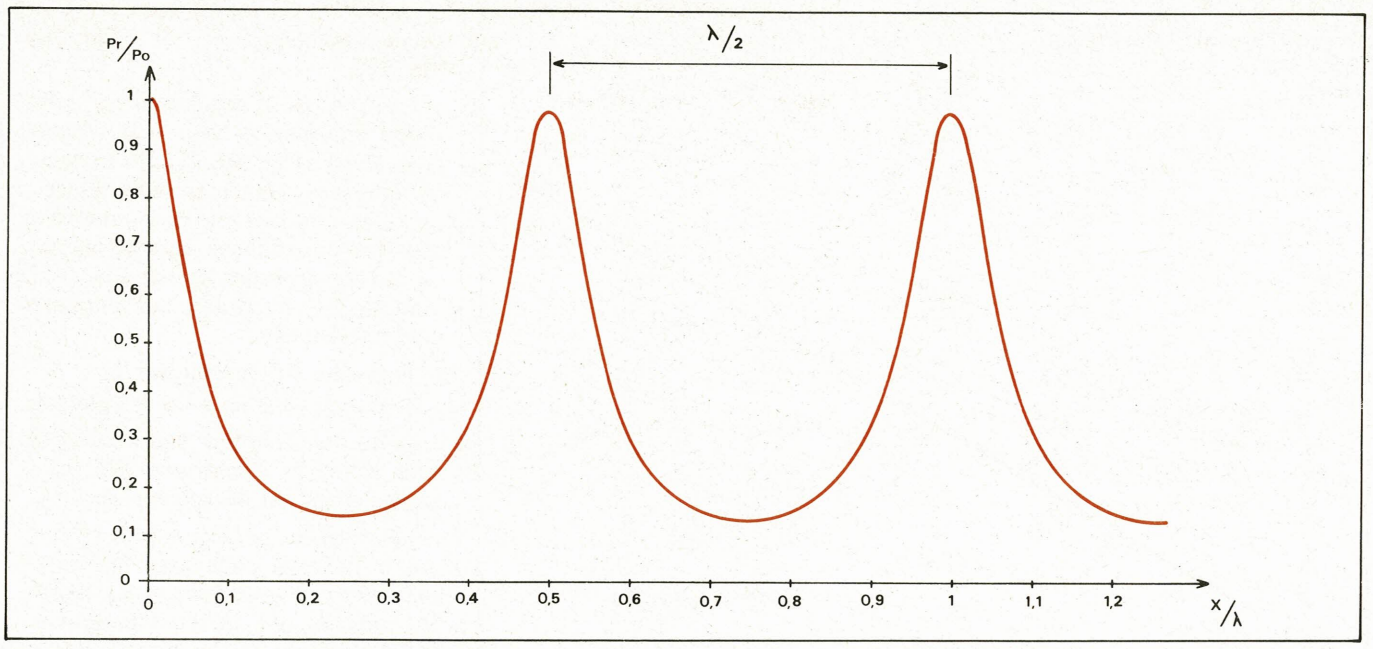


Fig. 20. – Interféromètre de Pérot-Fabry ($\varepsilon_r = 5$, $\varphi = 3{,}4$).

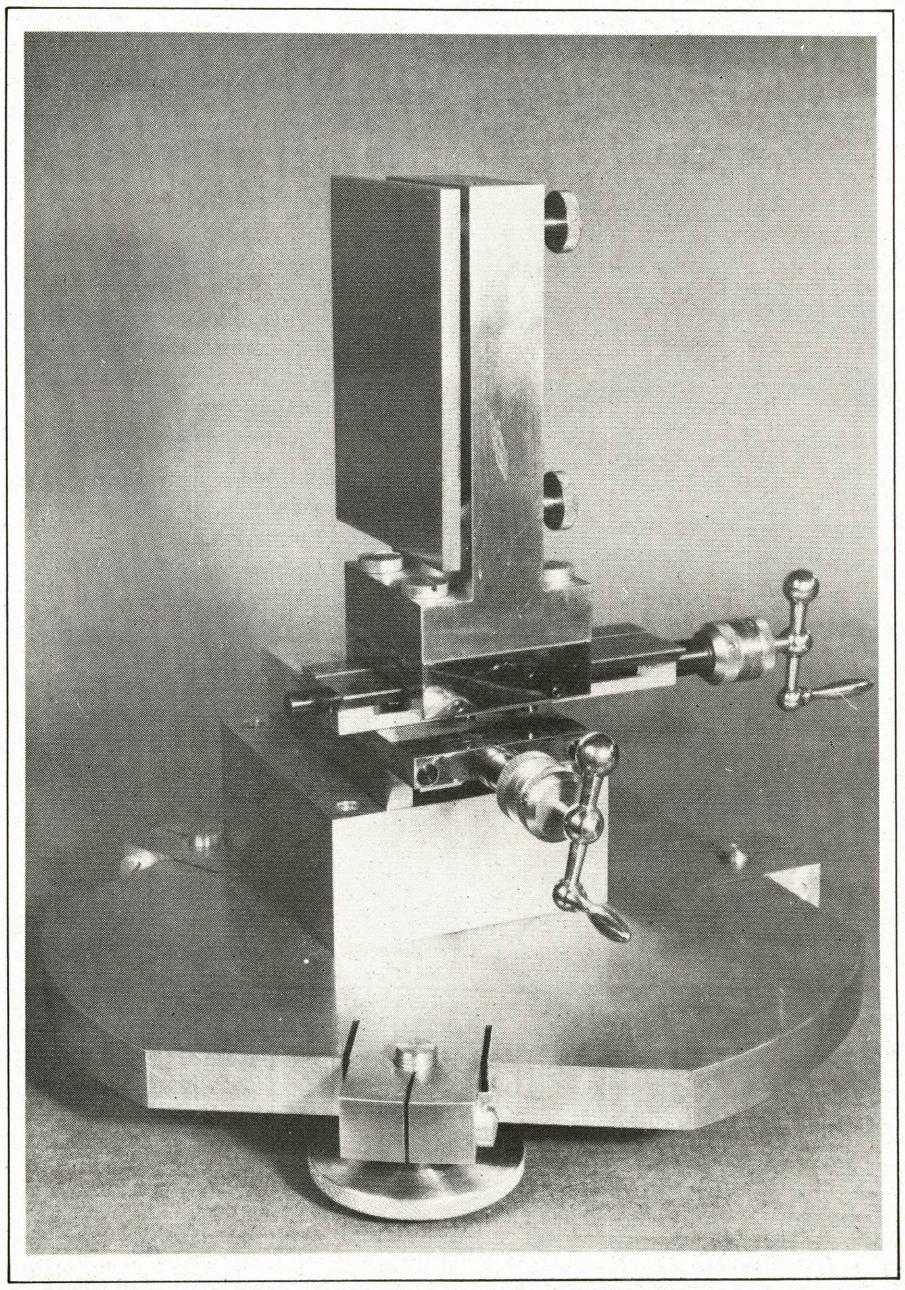


Fig. 22. – Plan réflecteur pour interféromètre de Michelson (cliché CSF).

un récepteur, un miroir fixe de référence, un miroir mobile à déplacement perpendiculaire au trajet optique, et d'une lame diélectrique semi-transparente à 45 ° par rapport à l'axe optique.

Soit :

k : le coefficient de réflexion du miroir semi-transparent

1 – k : son coefficient de transmission

P_o : la puissance incidente à la sortie du cornet émetteur.

En A **(fig. 21)**, l'onde incidente se partage entre l'onde réfléchie AB de valeur kP_o et l'onde transmise AC de puissance $(1 - k)P_o$. Après réflexion sur les miroirs M_1 et M_2, le signal en AD sera formé par la somme vectorielle de deux ondes : celle transmise par le miroir et venant de M_1 et celle qui est réfléchie et originaire de M_2. Soit au niveau du cornet récepteur une puissance reçue :

$$P_r = P_o\, k\,(1 - k)\,(1 + \cos \varphi).$$

φ : angle fonction de la différence des trajets AB et AC et bien sûr de la longueur d'onde.

Donc en fonction du déplacement du miroir mobile M_2, on détectera une succession de ventres et de nœuds correspondant aux anneaux sombres et brillants de l'optique.

Etant donné que chacune des composantes du signal reçue en D passe par le miroir semi-transparent, une fois par réflexion et une fois par transmission, la valeur de k n'est pas trop critique. Une variation de ± 40 % de k autour de sa valeur moyenne 0,5 n'entraîne qu'une perte de la puissance reçue de 16 %.

Matériellement le miroir semi-transparent est un disque de téflon de quelques millimètres d'épaisseur, monté sur un support orientable.

André BILLÈS

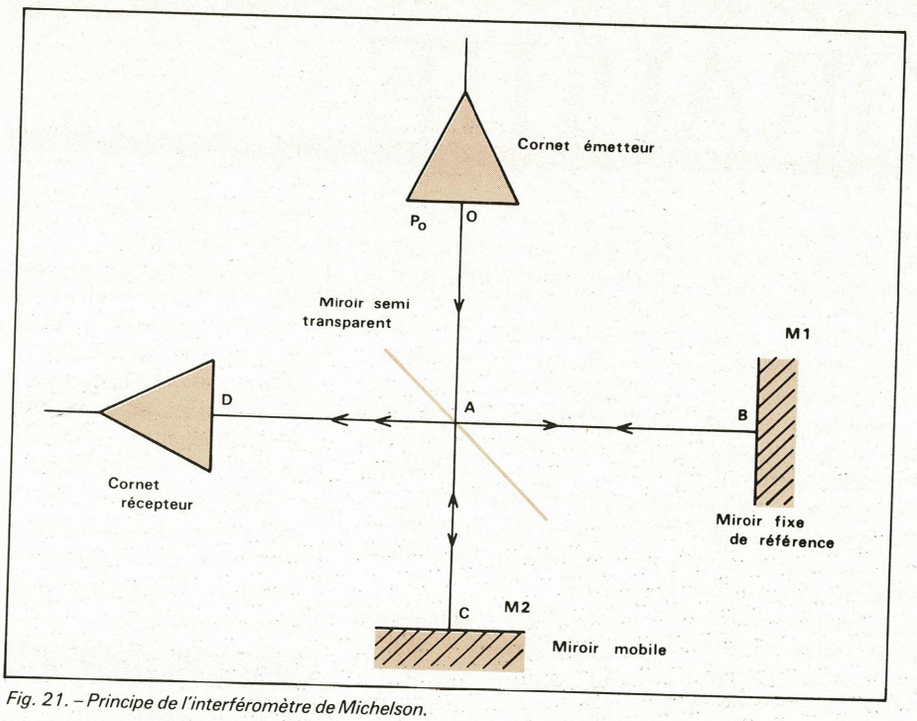


Fig. 21. – Principe de l'interféromètre de Michelson.

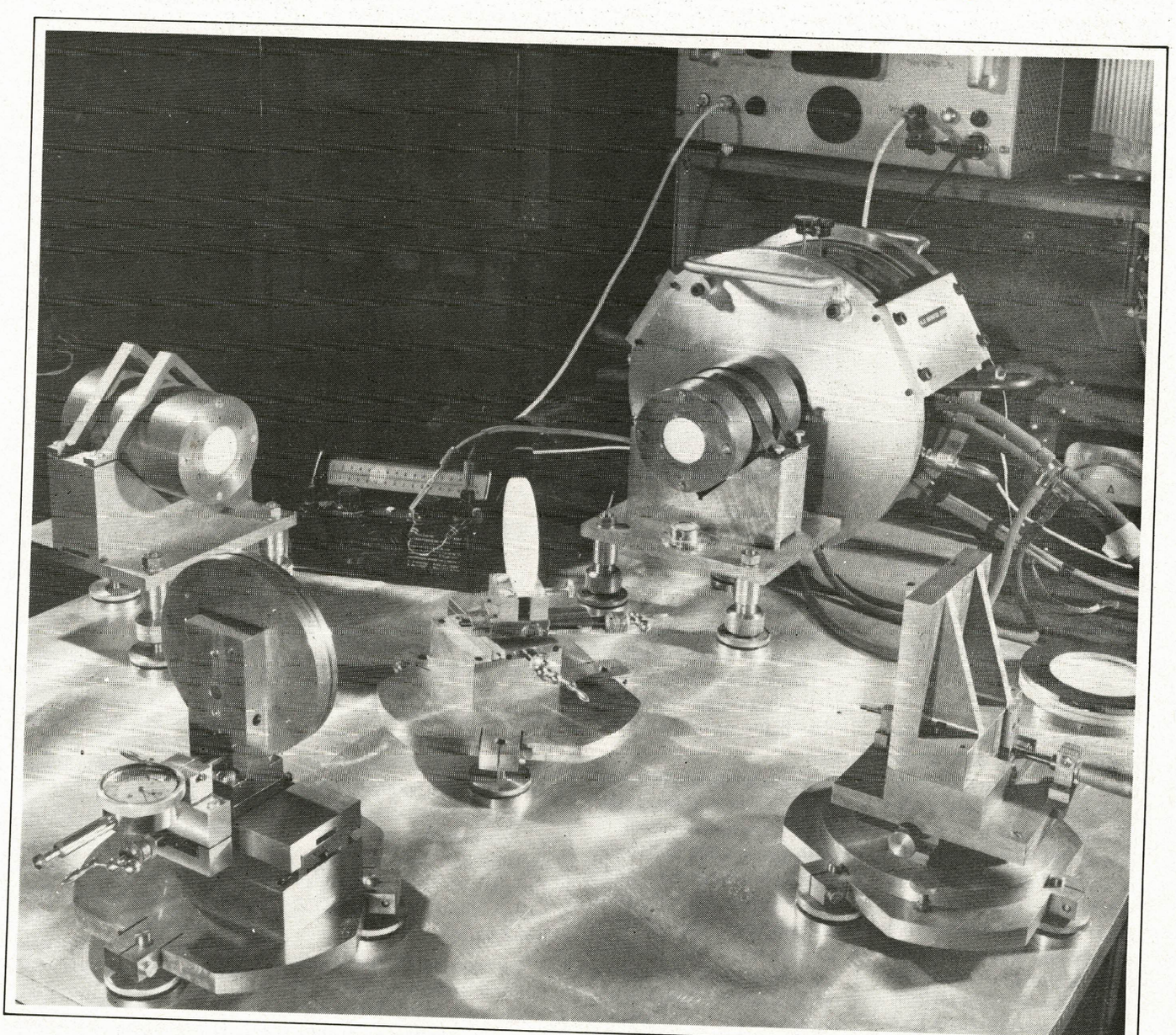


Fig. 23. – Interféromètre de Michelson (longueur d'onde 1 ou 2 mm). La disposition des éléments est conforme au schéma de principe. Le cornet récepteur et le miroir mobile sont à gauche de la photographie (cliché CSF).

BIBLIOGRAPHIE

Horloges et montres électroniques à quartz

par Horst Pelka

Ce petit ouvrage, traduit de l'allemand par Robert Aschen, est consacré aux applications des circuits logiques aux montres à quartz.

La première partie est théorique et décrit les étages typiques de l'horlogerie électronique, à savoir les diviseurs de fréquence, les bases de temps, les décodeurs et les afficheurs.

On passe alors à la description de plusieurs horloges et montres digitales équipées de différentes commandes et de divers degrés de sophistication. On trouvera des modèles à afficheurs LED ou cristaux liquides, alimentés par secteur ou par batterie.

Un paragraphe est réservé au réglage, par différentes méthodes, de la fréquence et donc de la précision.

Un ouvrage de 160 pages; format 117 x 165; prix: 27 F; collection « Technique Poche ».

E.T.S.F., 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

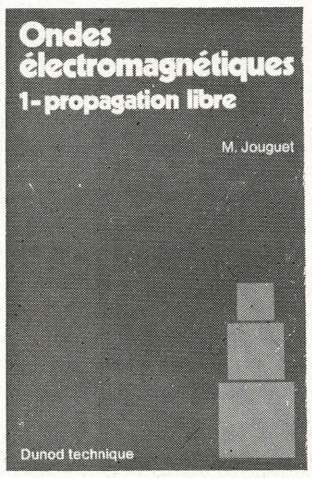
Ondes électromagnétiques

(2 volumes)

par M. Jouguet

Cet ouvrage, qui est une étude générale des ondes électromagnétiques, s'adresse aux élèves des grandes écoles et aux étudiants des universités, ainsi qu'à tous les ingénieurs ou physiciens qui, travaillant dans les nombreux domaines où ces ondes sont utilisées, désirent en approfondir et préciser les propriétés. Il a été édité avec le concours du C.N.E.T.

L'auteur, sans chercher à faire un exposé exhaustif d'un sujet très vaste, puisque son étude, plus particulièrement axée sur les ondes radioélectriques s'étend, en partie, au domaine de la lumière, s'est efforcé de présenter les phénomènes et les notions théoriques en les analysant avec toute la rigueur possible. Il ne s'est pas limité, comme on le fait habituellement, à l'étude des ondes sinusoïdales ou monochromatiques, qui n'ont pas d'existence physique. Il a consacré, dans le premier chapitre, d'importants développements aux paquets d'ondes, à leur spectre et à l'énergie qu'ils transportent.



Au chapitre II qui traite du rayonnement dans le vide, on trouvera, avec l'exposé des phénomènes classiques, une analyse précise du rayonnement de charges en mouvement lent ou rapide et de l'effet synchrotron, ainsi qu'une étude des oscillations libres d'une sphère conductrice.

Les chapitres III et IV sont consacrés à la propagation dans les milieux matériels, en particulier à celle des ondes radioélectriques dans l'atmosphère. La théorie de la dispersion, qui concerne surtout les ondes lumineuses, celles de la réflexion et de la réfraction, communes à l'optique et à la radioélectricité, sont précisées sur différents points et la considération d'ondes à phase complexe permet de mettre en évidence des phénomènes de découverte assez récente, comme les effets Goos-Hänchen et Fédorov. Un exposé de l'optique des milieux anisotropes et des biréfringences d'origines diverses sert d'introduction à l'étude des effets de double réfraction, produits sur les ondes hertziennes, dans l'atmosphère, par le champ magnétique terrestre.

Le fascicule II commence, avec le chapitre V, par la théorie complète de la propagation cylindrique. Le cas du fil conducteur indéfini et celui du câble diélectrique sont analysés de façon très détaillée et des indications sont données sur la théorie des fibres optiques.

Le chapitre VI a pour objet les guides d'ondes. Outre les résultats classiques concernant les guides rectilignes parmi lesquels figurent, en plus des guides à section rectangulaire et circulaire, les guides à section ovalisée, sont exposés les principes et les résultats essentiels de la théorie des guides courbés, fondée par l'auteur en 1946 et développée alors dans différents mémoires.

Le chapitre VII est consacré aux lignes à deux fils. Après avoir tiré tout ce qui est possible des équations de Maxwell, l'auteur expose la théorie de Heaviside et en analyse de façon approfondie les hypothèses simplificatrices, ce qui permet d'en préciser les conditions de validité et d'expliquer comment elle tient compte implicitement des phénomènes de propagation. Cette étude est complétée, au chapitre VIII, par celle du câble coaxial et des différents types d'ondes qu'il peut transmettre.

Au chapitre IX, relatif aux cavités résonnantes, est traité, après ceux des cavités parallélépipédiques, cylindriques et sphériques, le cas des cavités ellipsoïdales, dont sont indiquées les principales propriétés.

Ce que l'exposé pourrait avoir d'un peu abstrait, en raison de son caractère théorique, est compensé par de fréquentes applications à des exemples concrets, avec des figures et des données numériques nombreuses.

Deux volumes de 192 et 200 pages, format 155 x 240. Prix: 44 F chacun.

Dunod, 37-39, rue Boulard, 75014 Paris.

Formulaire

par Charles Févrot

Un formulaire, comme un dictionnaire, est une chose très délicate à réaliser, et faire sa description bibliographique est aussi difficile. C'est pourquoi, nous donnerons les principales rubriques de cet ouvrage, pour lesquelles l'auteur s'est employé à fournir les formules et équations, leur développement et les courbes visualisant celles-ci.

Sommaire :

Mathématiques : Nombres, inverses, carrés, logarithmes, lignes trigonométriques, triangles, surfaces, volumes, fonctions hyperboliques, équations 1er et 2e degrés, équations différentielles, différentielles, intégrales, fonction périodique et série de Fourier, signes.

Physique : Constantes physiques, unités, matériaux, éléments (corps simples), radioactivité, décibels et nepers, équations de Maxwell, fréquences.

Electronique : Résistances, condensateurs, inductances, tubes, diodes, diodes zéner, diodes tunnel, Gunn, PIN, varicaps, LED, diacs, FET, transistors bipolaires, thyristors, triacs, UJT, cellules photoélectriques, etc.

Montages simples : Réaction et contre-réaction, ampli OP, redresseurs, com-

binaisons d'éléments passifs, découplages, circuits résonnants, lignes à retard.

Divers : Effet de peau, caractéristiques des lignes, piézoélectricité, aimants permanents, accumulateurs et piles.

Logique : Codes, fonctions logiques à 2 variables.

Il est évident que ce formulaire est incomplet (comme les autres), mais il peut constituer un bon outil de travail pour le technicien.

Un ouvrage de 224 pages, format 150 x 210. Prix : 58 F.

E.T.S.F., 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

Eléments de théorie du signal

par Bernard Picinbono

Cet ouvrage présente en un volume limité l'essentiel de ce qu'il est nécessaire de connaître en théorie du signal si l'on veut soit en devenir spécialiste, soit plus généralement l'appliquer dans les différents domaines de l'électronique, de l'automatique et même de l'informatique qui l'utilisent couramment.

La matière présentée aurait pu être développée en plusieurs centaines de pages, mettant l'accent soit sur les développements nettement plus mathématiques et plus abstraits, soit sur les nombreuses applications. Le parti a été pris de fournir un exposé succinct correspondant en général à un cours de durée très limitée. Les spécialistes n'y trouveront donc ni les derniers raffinements théoriques utilisés dans certaines recherches avancées de théorie du signal ni les algorithmes récents augmentant les performances des méthodes de traitement du signal. Cependant, la connaissance du contenu de ce cours donne une bonne base pour comprendre un ensemble de questions dont est mise en évidence la cohérence interne.

Le contenu de ce cours est enseigné dans les universités, en particulier en maîtrise E.E.A., mais aussi dans la plupart des grandes écoles d'ingénieurs qui, selon leur finalité propre, reprennent tout ou partie de la matière. Dans un domaine qui peut facilement donner lieu à des développements mathématiques très sophistiqués, l'auteur a délibérément choisi une présentation plus simple, quitte à être moins générale, et qui ne nécessite donc au départ qu'une bonne culture générale mathématique.

B. Picinbono

Eléments de théorie du signal

Dunod Université

Sommaire

1. Généralités sur les signaux et les systèmes. – 2. Signaux déterministes continus. – 3. Signaux déterministes discrets. – 4. Filtrage linéaire des signaux déterministes. – 5. Signaux aléatoires à temps continu. – 6. Signaux aléatoires à temps discret. – 7. Introduction au traitement du signal. Détection. Estimation.

Appendice. Rappel de calcul des probabilités.

Un ouvrage de 94 pages, format 155 x 240 ; collection Dunod Université. Prix : 25 F.

Dunod, 37-39, rue Boulard, 75014 Paris.

Manuel « Matériel 8085 »

Siemens S.A. met en vente un nouveau manuel en français traitant de la philosophie du système SAB 8085, des spécifications complètes des composants de ce concept et des nouveaux circuits intégrés 8 bits. Cet ouvrage comprend également une descirption du jeu d'instructions et plusieurs exemples d'application.

Le manuel « Matériel 8085 » vient compléter la Bibliographie « Microprocesseurs », en langue française, de Siemens. Il est disponible à la Société Sodipe, 15, rue de Terre-Neuve, 75020 Paris. Tél. : 370.09.49.

Prix : 200 F TTC, port et emballage compris.

Structure et fonctionnement de l'oscilloscope

par René Rateau

Dans le laboratoire de l'électronicien, l'oscilloscope occupe une place dont nul ne peut sous-estimer l'importance. Son exploitation rationnelle suppose que soient, d'abord, bien maîtrisées les techniques relativement simples, mais nombreuses, qui concourent à l'élaboration finale de l'oscillogramme.

Voilà l'objectif principal que vise cet ouvrage. Le technicien, professionnel ou amateur y trouvera à la fois les bases théoriques indispensables, et une abondante documentation, rassemblant des schémas typiques. Il s'agit donc là de la première étape vers la familiarisation avec les techniques de l'oscilloscope.

Un volume de 96 pages, format 117 x 165 ; collection « Technique Poche ». Prix : 19 F.

E.T.S.F., 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.

L'ordinateur et l'informatique en 15 leçons

par P. Morvan

A première vue, compte tenu du mystère que certains laissent planer sur ces drôles de machines et leur mise en œuvre, le titre de cet ouvrage peut paraître bien ambitieux.

Pourtant, c'est le but que Pierre Morvan, ingénieur à la Compagnie Internationale de Services en Informatique (C.I.S.I.), spécialiste bien connu des applications de l'ordinateur et de la conception assistée s'est fixé.

Ce livre traite d'une façon simple et claire de l'ensemble des techniques informatiques depuis la saisie des données, la restitution des résultats en passant par la description de la « machine informatique » et de ses périphériques, l'exploitation en multiprogrammation et en partage de temps, sans oublier la téléinformatique et les réseaux d'ordinateurs.

Dans cet ouvrage plein d'humour, bien illustré par Marie-Thérèse Kony, Pierre Morvan et ses collaborateurs Daniel Le Roch, Henri Lilen, Bernard Mailhol et Yves Matras, vous apportent les connaissances nécessaires et suffisantes pour aborder cette fameuse informatique et rester ses utilisateurs et non ses utilisés.

Un volume de 224 pages, format 140 x 200. Prix : 30 F.

Editions Radio, 9, rue Jacob, 75005 Paris.

Etude

Depuis fort longtemps, les lignes de transmission à constantes réparties constituent le moyen d'accord des circuits UHF le plus utilisé. En effet, les éléments à constantes localisées sont inutilisables à ces fréquences en raison du trop faible produit LC qu'il faut obtenir : si l'on se fixe une valeur de self réalisable, la capacité d'accord nécessaire se trouve être inférieure à la capacité parasite du circuit. Inversement, en partant d'une valeur acceptable pour la capacité, on aboutit à une self comportant 1 à 2 spires. Fort heureusement, dans ce domaine des UHF, la longueur des lignes de transmission susceptibles de se charger de l'accord reste très raisonnable. A 500 MHz, la longueur d'une ligne $\lambda/4$ est de 15 cm. D'un point de vue pratique, une ligne $\lambda/4$ accordée mesure moins d'un quart de la longueur d'onde correspondant à la fréquence d'accord la plus élevée, en raison de la présence du condensateur servant à accorder la ligne dont l'impédance est selfique. On atteint de la sorte des longueurs nettement inférieures à 8,5 cm puisque $\lambda/4 = 8{,}5$ cm à 887 MHz.

Le calcul des lignes d'accord en UHF

Généralités

D'une façon générale, les circuits accordés à constantes localisées présentent l'avantage d'être simples. Le calcul des fréquences de résonance et des rapports de capacités exigent simplement l'utilisation de fonctions simples telles que carré et racine carrée. Les équations des lignes de transmissions font par contre appel à des tangentes et rapports de tangentes, ce qui rend délicate toute comparaison avec les circuits à constantes localisées.

Dans le but de démystifier quelque peu l'étude des lignes accordées, cet article contient des courbes représentatives des solutions des équations des lignes de transmission.

Ces résultats sont extrêmement utiles pour l'étude de tuners UHF accordés par diodes à capacité variable. En effet, dans les tuners UHF classiques, il était toujours possible d'adapter le condensateur variable à une ligne donnée. En revanche, lors de l'étude d'un tuner à varicaps, il est nécessaire de partir d'une diode existante et de définir la ligne à partir des caractéristiques de cette diode. Il est bien certain qu'une telle étude est sensiblement plus complexe que celle d'un tuner accordé par CV. Le but des courbes présentées ici est précisément de simplifier ce travail.

Détermination de la capacité d'accord en UHF

La plupart des ouvrages consacrés à la théorie des lignes de transmission font état de l'équation suivante pour une ligne en court-circuit dont on néglige l'atténuation :

$$Z_{SC} = jR_o \cdot \operatorname{tg} \theta$$

avec :

R_o : impédance caractéristique de la ligne (en ohms).

θ : longueur électrique de la ligne (en degrés).

C'est sur cette équation que reposent les considérations qui vont suivre. Avant de calculer la capacité d'accord,

étudions plus en détail cette équation ainsi que ses conséquences :

En premier lieu, la présence de $j = \sqrt{-1}$ montre que l'impédance de la ligne vue de l'entrée est réactive. Le module de cette réactance est directement proportionnel à l'impédance caractéristique R_o. Pour une longueur électrique donnée θ, il est possible d'agir sur l'impédance d'entrée de la ligne par le biais de R_o. Cette remarque prendra toute sa valeur plus loin dans cet article.

Le dernier terme de l'équation est $tg\theta$; entre 0° et 90°, $tg\theta$ est positive, ce qui signifie que l'impédance d'entrée est selfique. Au point $\theta = 90°$, tg θ tend vers l'infini, ce qui fait apparaître l'entrée de la ligne comme un circuit ouvert. Entre 90° et 180°, $tg\theta$ est négative, ce qui signifie que l'impédance d'entrée est capacitive. Au point $\theta = 180°$, l'entrée de la ligne se comporte comme un court-circuit. Pour de plus fortes valeurs de θ, le schéma précédent se retrouve au pas

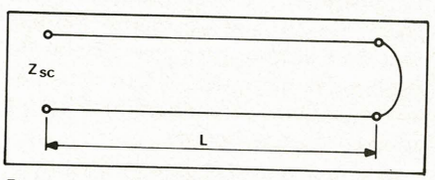


Fig. 1 – Ligne de transmission en court-circuit.

de 180°. La **figure 1** montre une ligne de transmission en court-circuit. La longueur géométrique de cette ligne est L. Sa longueur électrique θ est une fonction de L, fonction qui peut être déterminée en considérant qu'une longueur d'onde équivaut à 360° : ceci entraîne que :

$$\frac{\theta}{360} = \frac{L}{\lambda}$$

ou

$$\theta = 360 \cdot \frac{L}{\lambda}$$

Mais la longueur d'onde peut se mettre sous la forme :

$$\lambda = \frac{c}{f}$$

où **c** est la célérité de la lumière (en supposant toutefois que le diélectrique est de l'air), et **f** la fréquence qui nous intéresse. En reportant cette valeur de λ, nous obtenons :

$$\theta = 360 \cdot \frac{fL}{c} \quad (1)$$

La capacité nécessaire pour l'accord d'une ligne de transmission peut s'obtenir à partir de l'équation de résonance suivante :

$$\frac{1}{2\pi f C} = R_o \cdot tg\,\theta$$

à condition que la longueur électrique de la ligne soit inférieure à 90°. Résolvons cette équation en capacité :

$$C = \frac{1}{2\pi f \cdot R_o \cdot tg\,\theta} \quad (2)$$

La suite de cet article donnera une solution de l'équation aux rapports de capacité. Connaissant alors ce rapport, il nous suffit pour le moment de déterminer la valeur de la capacité d'accord à une extrémité de la gamme. La capacité minimale est en général plus facile à estimer que la capacité maximale. De plus, il est plus difficile de modifier cette capacité minimale, surtout lorsque la capacité parasite est importante ou bien lorsqu'il est fait usage de diodes à capacité variable, dont la capacité minimale est assez élevée. Ceci montre que la solution la plus utile de l'équation (2) est celle correspondant à la fréquence de travail la plus élevée. La **figure 2** donne les fréquences limites d'accord des circuits d'entrée et d'oscillateur dans un tuner UHF pour TV. Les courbes de la **figure 3** ont été établies à partir de la fréquence la plus élevée d'accord du circuit d'entrée. La **figure 4** donne les mêmes informations pour l'oscillateur.

Détermination du rapport de capacités

L'équation (2) peut servir à déterminer le rapport de capacités nécessaire pour couvrir l'intervalle de fréquences entre f_1 et f_2. En effectuant le rapport entre les deux capacités correspondant à ces deux fréquences, il vient :

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{\dfrac{1}{2\pi f_1 \cdot R_o \cdot tg\,\theta_1}}{\dfrac{1}{2\pi f_2 \cdot R_o \cdot tg\,\theta_2}}$$

soit :

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{f_2 \cdot tg\,\theta_2}{f_1 \cdot tg\,\theta_1}$$

Comme la longueur géométrique de la ligne ne varie pas, θ est fonction de la fréquence.

L'équation (1) permet de calculer le rapport suivant :

$$\frac{\theta_1}{\theta_2} = \frac{\dfrac{360\, f_1 \cdot L}{c}}{\dfrac{360\, f_2 \cdot L}{c}} = \frac{f_1}{f_2}$$

soit :

$$\theta_1 = \frac{f_1}{f_2} \cdot \theta_2$$

En reportant ce résultat dans l'équation donnant le rapport des capacités, il vient :

$$\frac{C_1}{C_2} = \frac{f_2 \cdot tg\,\theta_2}{f_1 \cdot tg\left[\frac{f_1}{f_2} \cdot \theta_2\right]} \quad (3)$$

Les valeurs de f_1 et f_2 pour les circuits d'entrée et d'oscillateur sont représentées dans le tableau de la **figure 2**. Ces valeurs, injectées dans l'équation (3) permettent de construire les courbes de rapports de capacités des **figures 5 et 6**.

UHF	f_{min}	f_{max}
Accord	473 MHz	887 MHz
Oscillateur	517 MHz	931 MHz

Fig. 2. – Tableau des fréquences limites d'accord des lignes d'un tuner UHF pour TV.

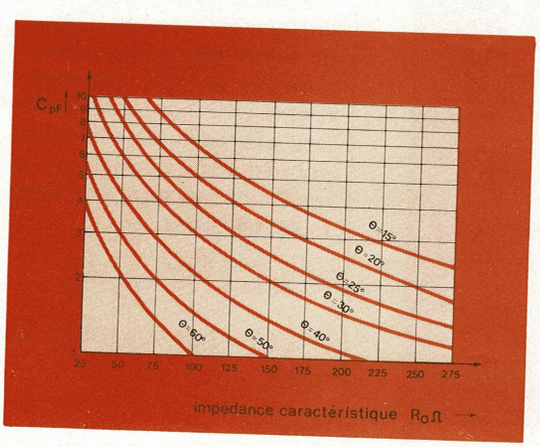


Fig. 3. – Capacité d'accord à 887 MHz (entrée).

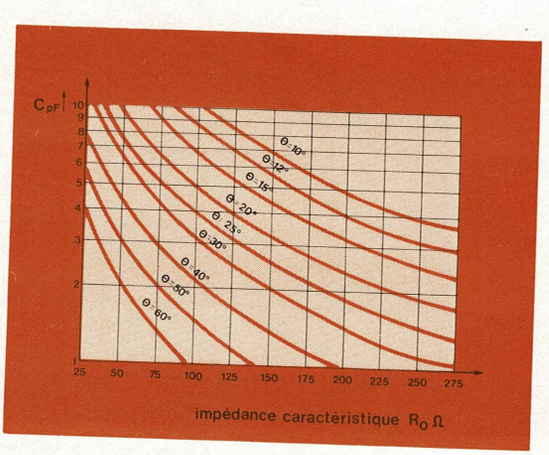


Fig. 4. – Capacité d'accord à 931 MHz (oscillateur).

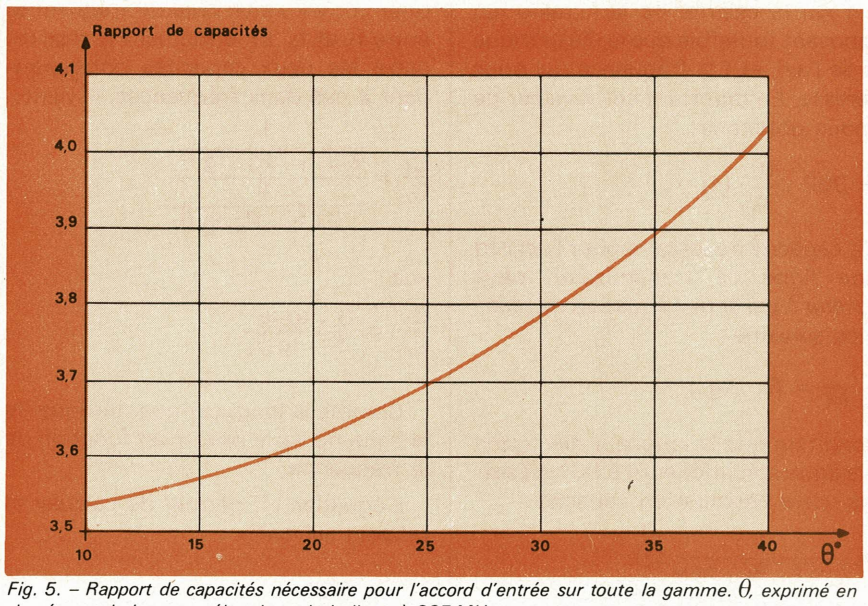


Fig. 5. – Rapport de capacités nécessaire pour l'accord d'entrée sur toute la gamme. θ, exprimé en degrés, est la longueur électrique de la ligne à 887 MHz.

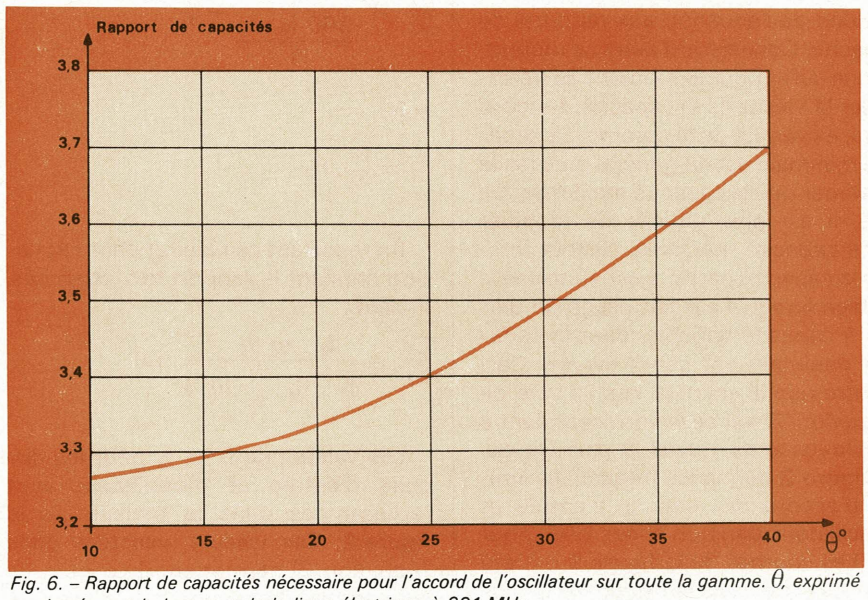


Fig. 6. – Rapport de capacités nécessaire pour l'accord de l'oscillateur sur toute la gamme. θ, exprimé en degrés, est la longueur de la ligne électrique à 931 MHz.

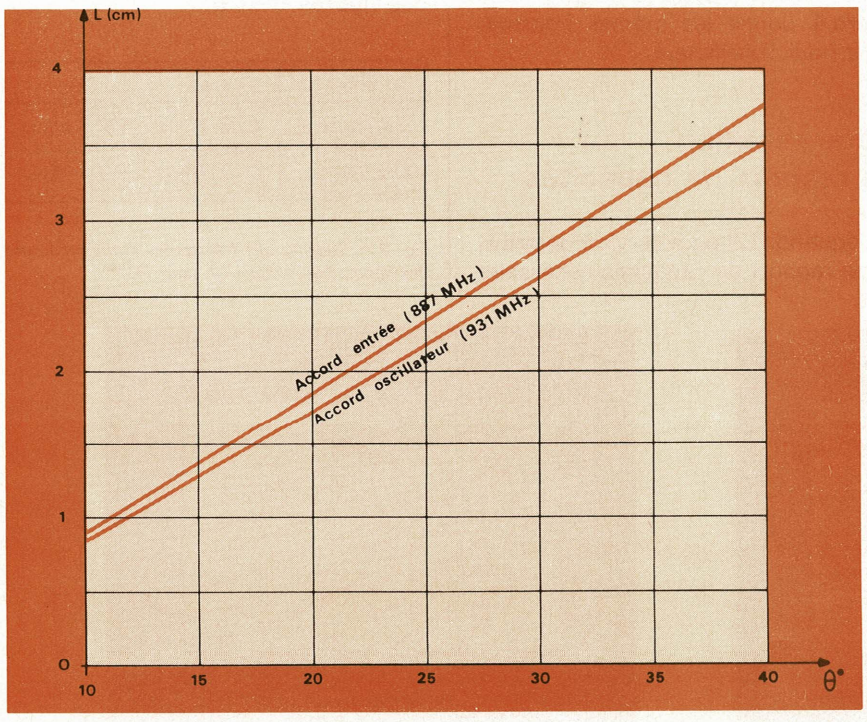


Fig. 7. – Correspondance entre la longueur électrique (en degrés) et la longueur géométrique (en centimètres).

Longueur de la ligne et impédance caractéristique

Toutes les courbes précédentes ont montré l'importance du paramètre θ. Il devient maintenant intéressant de poser l'équivalence entre longueur électrique θ et longueur géométrique L d'une ligne. L'équation (1) s'écrit :

$$\theta = 360 \frac{fL}{c}$$

avec :

f : fréquence de travail
L : longueur géométrique
c : célérité de la lumière ($3 . 10^8$ m/s).

Les courbes précédentes ont été établies pour les fréquences de 887 et 931 MHz. Pour ces deux mêmes fréquences, la **figure 7** donne la relation entre θ et L.

Il a été établi que le rapport des capacités est uniquement fonction de θ. Cependant, il faut prendre conscience de ce que ce même rapport peut être obtenu pour une infinité de valeurs des capacités. Il faut considérer l'impédance caractéristique R_o pour pouvoir lever le doute.

Illustrons donc ces propos au moyen d'un exemple utilisant la fréquence de 887 MHz.

Supposons que la longueur de la ligne corresponde à 25°. La **figure 5** montre qu'un rapport de capacités de 3,69 est nécessaire pour couvrir l'ensemble de la bande UHF.

Si l'on peut choisir l'impédance caractéristique, grâce à l'équation (2) entre 50 et 250 Ω, il est possible d'aboutir à une capacité d'accord comprise entre 7,7 et 1,5 pF pour la fréquence la plus élevée.

En pratique, il existe un minimum fixé, nous l'avons vu, par les capacités parasites et les résiduelles des diodes à capacité variable. Si nous fixons ce minimum à 2,6 pF, nous obtenons une impédance caractéristique de 150 Ω.

Étant donnée l'importance de cette impédance caractéristique, il importe de savoir agir sur sa valeur. La configuration la plus courante dans les tuners UHF est représentée **figure 8**. Des ouvrages de référence donnent pour équation permettant de déterminer l'impédance caractéristique, la formule suivante :

$$R_o \simeq \varepsilon . [\ 138 \log_{10} (\frac{D}{d}) + 6,48 - 2,34\ A - 0,48\ B - 0,12\ C\ ] - 0,5$$

avec :

ε = 1 pour un diélectrique d'air

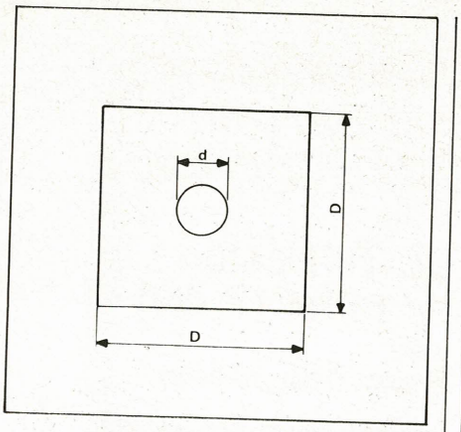


Fig. 8. – Ligne constituée d'un fil tendu dans un tube carré.

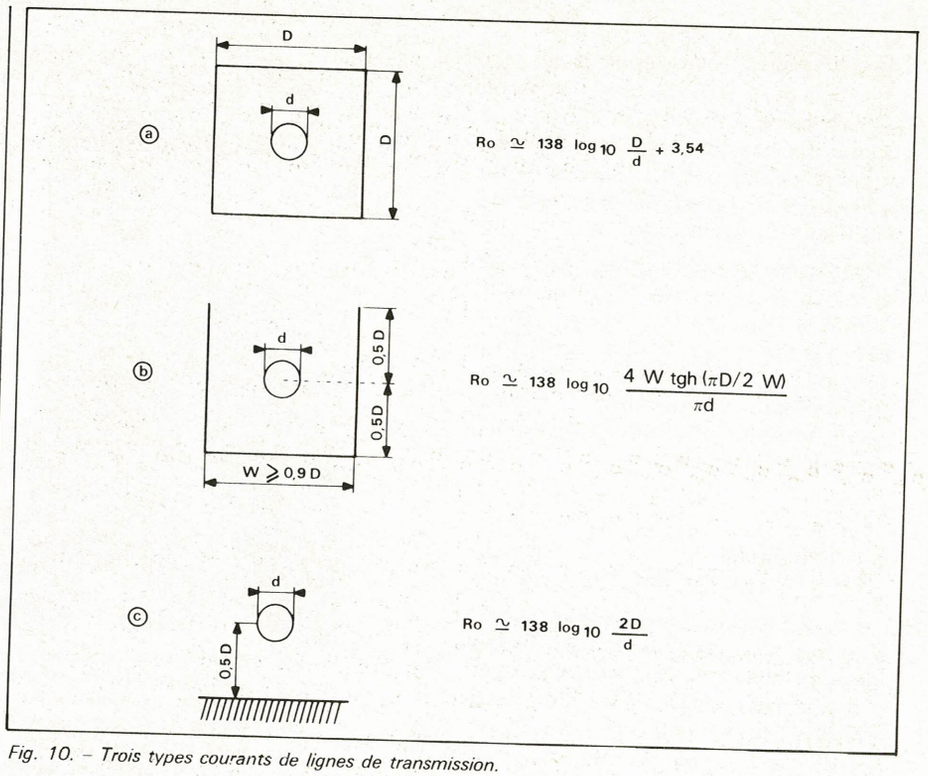


Fig. 10. – Trois types courants de lignes de transmission.

et avec

A, B, C } voisins de 1 pour D/d supérieur à 2

La **figure 9** donne une représentation graphique de cette équation. Il existe de nombreuses autres configurations possibles pour les lignes de transmission. Une disposition intéressante pour la construction des tuners à diodes varicap est de placer le conducteur central plus près du plan de masse du fond que de celui constitué par le couvercle. Ce dernier peut alors être enlevé puis remonté sans incidence notable sur l'accord, facilitant ainsi les réglages. Bien que les équations régissant ce type de ligne puissent se trouver dans les ouvrages de référence, on peut constater expérimentalement que ce cas n'est pas très éloigné du précédent et que la même équation peut servir avec une approximation raisonnable. A titre d'exemple, considérons les lignes de la **figure 10**. Les cas (a) et (c) sont des cas extrêmes, le cas (b) représentant une ligne dont le conducteur central est situé beaucoup plus près du fond que du couvercle, et menant à une impédance caractéristique comprise entre celles découlant des cas (a) et (c) si W est plus grand que 0,9 D. Pour des valeurs de D et d fixées, l'écart entre les impédances caractéristiques des deux cas extrêmes est donné par :

$$\Delta R_o = 138 \log_{10} \frac{2D}{d} - 138 \log_{10} \frac{D}{d} - 3{,}54$$

$$= 138 \log_{10} 2 - 3{,}54$$

$$= 38\ \Omega$$

Cela signifie que l'impédance carac-

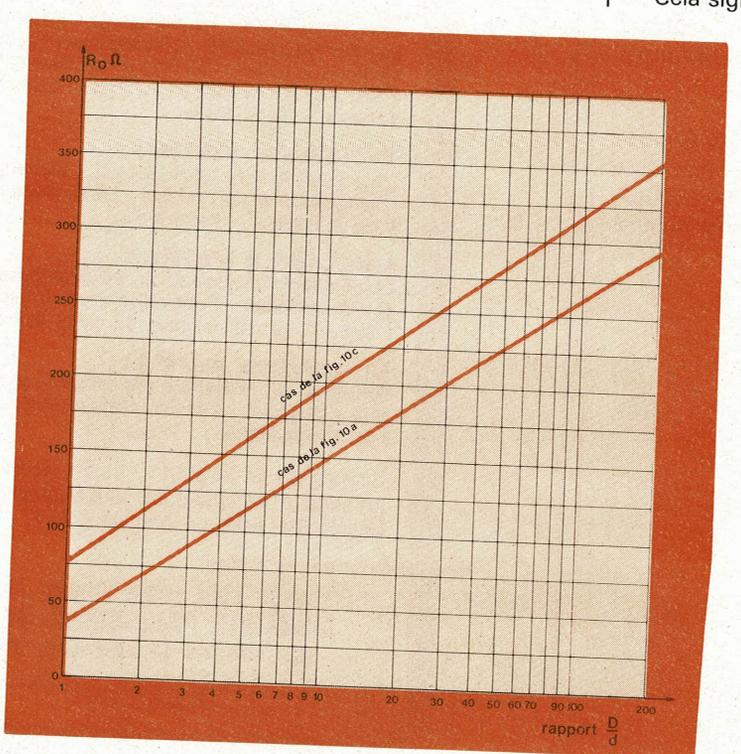


Fig. 9. – Impédance caractéristique d'une ligne constituée selon la figure 10.

téristique d'une ligne conforme à la **figure 10 b** ne peut dépasser de plus de 38 Ω celle d'un fil tendu dans un espace carré si le rapport D/d est le même dans les deux cas, et si W est supérieur à 0,9 D. Ceci est illustré par la **figure 9** où les cas (a) et (c) ont été représentés côte à côte.

Dans le cas de lignes dont W > 0,9 D, la valeur de W peut rester inconnue si l'on fait usage de la **figure 9** pour trouver un rapport D/d menant à une impédance caractéristique correcte. Cette valeur D/d peut servir de point de départ aux expérimentations pratiques.

Conclusion

Les courbes publiées dans cet article sont des solutions des équations des lignes de transmission ; il en existe bien d'autres. Les solutions qui ont été retenues ici ont été choisies de façon à permettre de déterminer rapidement et avec une assez bonne précision des caractéristiques des lignes nécessaires à la construction des divers types de tuners UHF existant en TV. Il est facile de refaire ce travail pour d'autres gammes de fréquences, en particulier pour le 432 MHz.

Rappelons les hypothèses de départ pour ces calculs : la ligne doit être plus courte que λ/4, et l'atténuation est négligeable. Également, les équations utilisées ne sont valables que si la distance entre le conducteur central et le plan de masse le plus proche reste très supérieure au diamètre du fil. Si tel n'était pas le cas, la partie expérimentale de l'étude permettrait d'apporter toutes les corrections éventuellement nécessaires.

Patrick Gueulle
d'après une note d'Applications MOTOROLA
(AN 560 par John Hopkins)

Life Member of the Institut of Electrical and Electronics Engineers (U.S.A.)

Médaille de Vermeil de la Société d'Encouragement pour la Recherche et l'Invention (France)

La Télévision en relief (3 dtv)
par
Marc Chauvierre

VIENT de PARAÎTRE
UN OUVRAGE UNIQUE

Il est hors de doute que, tôt ou tard, la vision en trois dimensions s'imposera au téléspectateur. D'ores et déjà les Américains utilisent des caméras de télévision pour observer, en relief, les grands fonds sous-marins et le comportement de la navette spatiale. En France, TF1 étudie la possibilité de faire des émissions de télévision en relief qui pourront être reçues en monochrome sur un téléviseur couleur standard suivant le procédé des anaglyphes. Mais dans ce domaine où en est la technique ? Le relief s'ajoutera-t-il bientôt à la couleur pour le grand public ? Avec ou sans lunettes ? Est-ce pour demain ou pour après demain ? C'est à ces questions que Marc Chauvierre, pionnier de la télévision en France, s'efforce de répondre dans un ouvrage de synthèse où toutes les solutions sont passées en revue, des plus classiques, comme la stéréo, aux plus prometteuses comme l'holographie.

Résumé de la table des matières

Première partie
La télévision stéréoscopique - Historique - Les anaglyphes - La polarisation de la Lumière - L'analyse séquentielle des images - Droite et gauche - Les systèmes opto-électroniques - L'analyse simultanée - L'anamorphose - Le problème de la couleur - Conclusions.

Deuxième partie :
Les systèmes autostéréoscopiques (sans lunettes)-Les réseaux fixes et oscillants - La photographie intégrale - Les réseaux gauffrés - Impossibilité de les appliquer à la télévision avec les solutions actuelles - Solutions possibles avec les écrans matriciels - Les écrans autocollimateurs - Le problème de la bande passante - Conclusions.

Troisième partie :
L'holographie et le relief intégral - Historique - Principes - L'holographie et la télévision - Limite des possibilités - Solutions proposées - Conclusions.

Quatrième partie :
Le relief objectif - Généralités - Solutions possibles à l'émission et à la réception - Perspective d'avenir pour la reproduction externe d'organes internes du corps humain.

Cinquième partie :
Réflexions sur l'ensemble des systèmes proposés - Solutions dans l'immédiat - Solutions dans l'avenir - Compatibilité et semi-compatibilité.

Un ouvrage de 96 pages, illustré de 44 dessins, 5 photographies et complété par une bibliographie ainsi qu'une importante liste de brevets : 35 F.

En vente chez votre libraire habituel ou à la
LIBRAIRIE PARISIENNE DE LA RADIO
43, rue de Dunkerque, 75009 Paris

(Aucun envoi contre remboursement - Ajouter 15 % pour frais d'envoi à la commande - En port recommandé + 3 F.)

Fiche technique — 8080 A

Microprocesseurs

Fabricant :
Intel.

Secondes sources :

Texas Instruments, Siemens, AMD, NEC, Mitsubishi.

Généralités

Commercialisé en 1974 par la société Intel, le microprocesseur 8080 est une version améliorée du 8008, première unité centrale de traitement ou CPU (Central Processing Unit) à gérer des mots de 8 bits en parallèle. Le 8080 est un circuit intégré LSI (Large Scale Integration) en technologie MOS à canal N livré dans un boîtier Dual in Line 40 broches dont le brochage est donné **figure 1**.

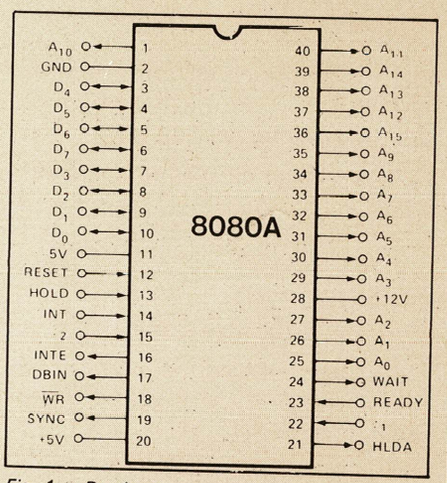


Fig. 1. – Brochage.

Alors que le 8008 possède 48 instructions pour un temps de cycle de 12,5 μs (temps minimum nécessaire à l'exécution complète d'une instruction), le 8080 est doté d'un jeu de 78 instructions généralement classées en quatre groupes :

– Les instructions logiques et arithmétiques.

– Les instructions de déplacement et transfert de données.

– Les instructions de branchement.

– Des instructions particulières telles que Halt, positionnement d'un bit, etc.

Son temps de cycle est de 2 μs pour une fréquence d'horloge (quartz) d'environ 18,4 MHz.

Ce microprocesseur est destiné aux applications générales. Sa grande particularité est la présence sur son bus de données (8 bits) d'un mot d'état (ou statut) au début de chaque cycle machine. Dès lors, il est nécessaire de décoder (démultiplexer) le bus à l'aide d'un circuit intégré de contrôle 8228 qui génère les données et les signaux utiles au fonctionnement du CPU.

Le **tableau 1** indique quels sont les signaux présents sur le bus de données au début de chaque cycle machine. A cet instant, le microprocesseur fournit un signal SYNC à l'état haut.

Bus de données	Signaux sur le bus quand SYNC = 1	Fonction
D_0	IN TA	Interrupt acknoledge : acquittement du signal d'interruption
D_1	$\overline{W_0}$	Cycle d'écriture ou de sortie ($\overline{W} = 0$) de lecture ou d'entrée ($\overline{W} = 1$)
D_2	STACK	(Stack = pile). Le pointeur de pile est présent sur le bus d'adresse
D_3	HLTA	Halt acknoledge : acquittement du signal d'interruption HALT.
D_4	OUT	Opération de sortie (sur le bus d'adresse)
D_5	M_1	Le microprocesseur recherche l'opération à exécuter
D_6	INP	Opération d'entrée (sur le bus d'adresse)
D_7	MEMR	Lecture en mémoire

Tableau 1

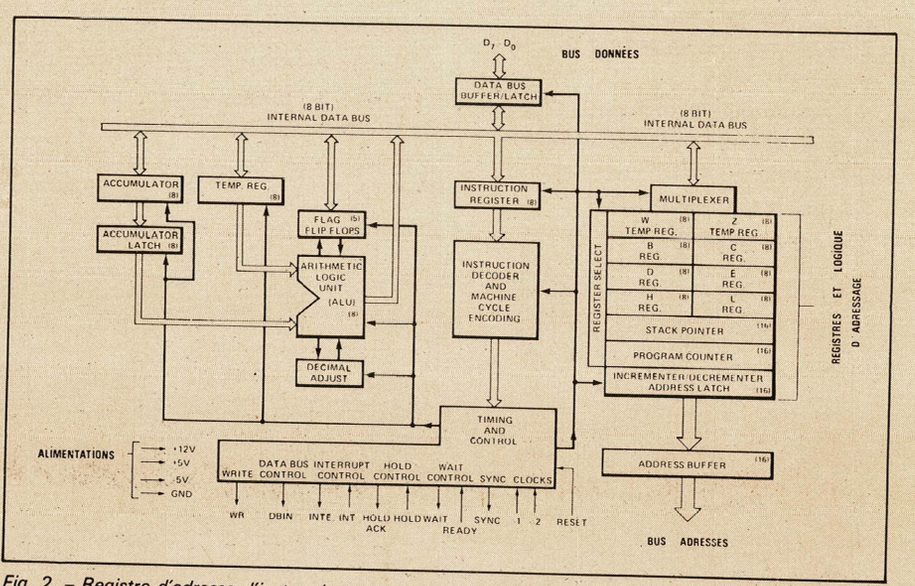


Fig. 2. – Registre d'adresse d'instructions.

Schéma synoptique

La **figure 2** représente le schéma synoptique du 8080. Il est constitué essentiellement :

– D'une unité arithmétique et logique, l'ALU (Arithmetic Logic Unit) comprenant un accumulateur de 8 bits, un registre d'états (Flags) de 5 bits, un registre temporaire et un accumulateur temporaire de 8 bits.

– D'une mémoire RAM organisée en 6

registres généraux de 8 bits (B, C, D, E, H, L), d'un compteur ordinal (16 bits), d'un pointeur de pile (16 bits) et de 2 registres temporaires W et Z non accessibles à l'utilisateur.

– D'un registre d'instructions (8 bits) et d'une logique de commande.

– D'un tampon bidirectionnel à trois états sur le bus de données.

Système minimum

Indépendamment des mémoires (ROM et RAM) et des circuits d'entrée-sortie, E/S ou I/O (input-output), le microprocesseur 8080 doit être associé à 2 circuits spécialement conçus par le constructeur pour former un système minimum constituant l'unité centrale. Ces 2 circuits sont le générateur d'horloge 8224 et le contrôleur de système 8228. Le 8228 fournit les données et les 5 signaux de commande démultiplexés et comporte en outre un driver de bus nécessaire lorsque le nombre de composants connectés sur les bus de commande et de données (mémoires, circuits d'entrée-sortie) est important. Il est à noter que le 8085 de Intel réalise à lui seul les fonctions de ces 3 circuits **(fig. 3)**.

Les instructions

Dans le **tableau 2** nous donnons par ordre alphabétique l'ensemble des instructions de ce microprocesseur en indiquant successivement pour chacune d'entre elles :

– Le mnémonique (souvent abréviation de la définition de l'instruction en anglo-saxon).

– Sa description sommaire.

– Son code binaire.

– Le nombre de cycle d'horloge nécessaire à son exécution.

A titre d'exemple, la durée d'un cycle d'horloge étant de 500 ns (pour une fréquence d'horloge de 2 MHz), le temps nécessaire à l'exécution de la première instruction du tableau : ACI (Addition immédiate de la donnée et de l'accumulateur avec retenue) exige :

500 x 7 = 3500 ns ou 3,5 μs

Lorsque 2 chiffres sont spécifiés (5/11), la durée d'exécution de l'instruction est fonction de l'état des indicateurs.

Les registres, la mémoire ou l'accumulateur sont remplacés par DDD pour la destination et SSS pour la source ce qui permet de coder 8 éléments. En prenant la convention suivante il est aisé de déterminer le code de l'instruction :

– Registre B :	0 0 0
– Registre C :	0 0 1
– Registre D :	0 1 0
– Registre E :	0 1 1
– Registre H :	1 0 0
– Registre L :	1 0 1
– Mémoire :	1 1 0
– Accumulateur :	1 1 1

Tableau 2 : Instructions du 8080

Caractéristiques générales

– Technologie : MOS à canal N.

– Alimentation : + 12 V, + 5 V, – 5 V.

– Capacité d'adressage mémoire : 64 K octets (65536 octets).

– Durée d'un cycle : 2 μs (version 8080 A).

– Nombre d'instructions : 78.

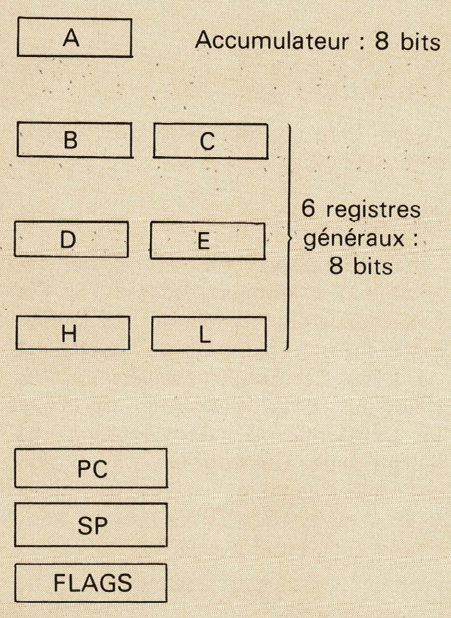
– Longueur des mots traités : 8 bits.

– Modes d'adressage : direct, à registre, indirect à registre et immédiat.

– Broches d'entrée-sortie : néant.

– Nombre de broches : 40.

Configuration des registres



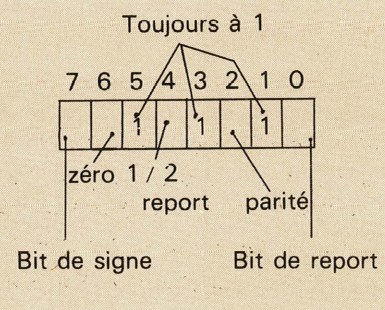
PC : Compteur de programme : 16 bits.

SP : Pointeur de pile : 16 bits.

FLAGS : Flags ou bits de condition : 5 bits.

Emplacement des bits de condition

Ces bits reflètent le contenu de l'accumulateur ou le résultat de l'opération précédente.



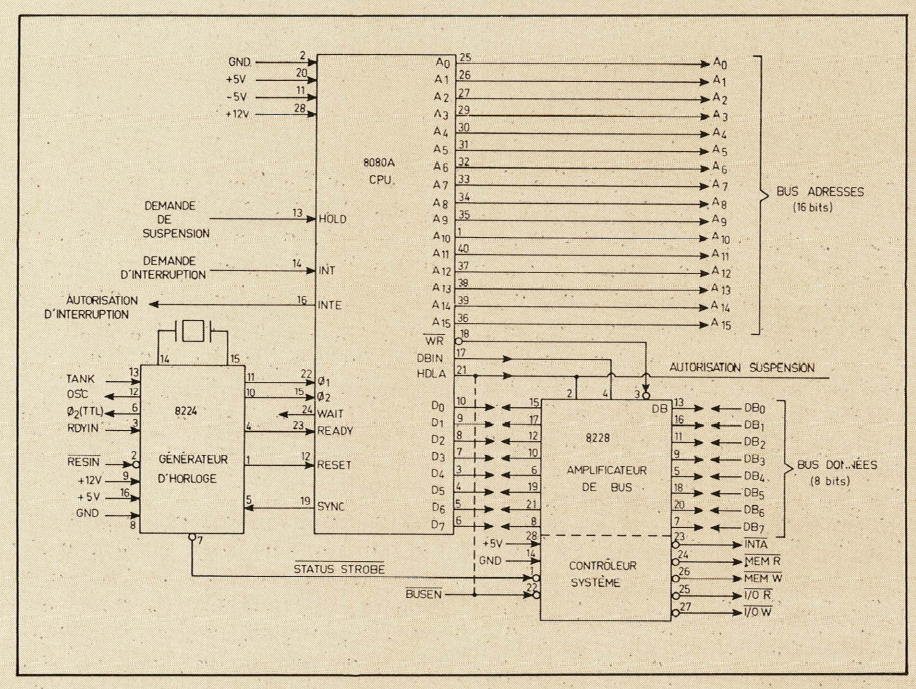


Fig. 3. – Constitution interne.

Mnémonique	Description	Code binaire	Périodes d'horloge
ACI	Addition immédiate de la donnée à l'accumulateur avec retenue	1 1 0 0 1 1 1 0	7
ADC M	Addition de la mémoire à l'accumulateur avec retenue	1 0 0 0 1 1 1 0	7
ADC, r	Addition du registre à l'accumulateur avec retenue	1 0 0 0 1 S S S	4
ADD, r	Addition registre ou mémoire à l'accumulateur	1 0 0 0 0 S S S	4
ADI	Addition immédiate à l'accumulateur	1 1 0 0 0 1 1 0	7
ANA r	ET logique entre registre ou mémoire et l'accumulateur	1 0 1 0 0 S S S	4
ANI	ET immédiat avec l'accumulateur	1 1 1 0 0 1 1 0	7
CALL	Appel de sous-programme inconditionnel	1 1 0 0 1 1 0 1	17
CC	Appel de S.P. si retenue	1 1 0 1 1 1 0 0	11/17
CM	Appel de S.P. si le bit de signe est à 1 (résultat négatif)	1 1 1 1 1 1 0 0	11/17
CMA	Complémenter l'accumulateur	0 0 1 0 1 1 1 1	4
CMP, r	Comparer un registre ou la mémoire à A	1 0 1 1 1 S S S	4
CNC	Appel de S.P. si non retenue	1 1 0 1 0 1 0 0	11/17
CNZ	Appel de S.P. si non zéro	1 1 0 0 0 1 0 0	11/17
CP	Appel de S.P. si le résultat est positif	1 1 1 1 0 1 0 0	11/17
CPE	Appel de S.P. si la parité est paire	1 1 1 0 1 1 0 0	11/17
CPI	Comparaison immédiate avec A	1 1 1 1 1 1 1 0	7
CPO	Appel de S.P. si la parité est impaire	1 1 1 0 0 1 0 0	11/17
CZ	Appel de S.P. si le résultat est nul	1 1 0 0 1 1 0 0	11/17
DAA	Ajustement décimal de l'accumulateur	0 0 1 0 0 1 1 1	4
DAD, B	Additionner B et C à H et L	0 0 0 0 1 0 0 1	10
DAD, D	Additionner D et E à H et L	0 0 0 1 1 0 0 1	10
DAD H	Additionner H et L à H et L	0 0 1 0 1 0 0 1	10
DAD SP	Additionner le pointeur de pile à H et L	0 0 1 1 1 0 0 1	10
DCR, r	Décrémenter le registre ou la mémoire	0 0 D D D 1 0 1	5
DCX, B	Décrémenter la paire BC	0 0 0 0 1 0 1 1	5
DCX, D	Décrémenter la paire DE	0 0 0 1 1 0 1 1	5
DCX, H	Décrémenter la paire HL	0 0 1 0 1 0 1 1	5
DCX, SP	Décrémenter le pointeur de pile	0 0 1 1 1 0 1 1	5
DI	Interruptions interdites	1 1 1 1 0 0 1 1	4
EI	Interruptions autorisées	1 1 1 1 1 0 1 1	4
HLT	Halte	0 1 1 1 0 1 1 0	7
IN	Opération d'entrée	1 1 0 1 1 0 1 1	10
INR, r	Incrémenter les registres ou la mémoire	0 0 D D D 1 0 0	10

Mnémonique	Description	Code binaire	Périodes d'horloge
INX B	Incrémenter la paire de registre BC	0 0 0 0 0 0 1 1	5
INX D	Incrémenter la paire DE	0 0 0 1 0 0 1 1	5
INX H	Incrémenter la paire HL	0 0 1 0 0 0 1 1	5
INX SP	Incrémenter le pointeur de pile	0 0 1 1 0 0 1 1	5
JC	Saut si retenue	1 1 0 1 1 0 1 0	10
JM	Saut si résultat négatif	1 1 1 1 1 0 1 0	10
JMP	Saut inconditionnel	1 1 0 0 0 0 1 1	10
JNC	Saut si non retenue	1 1 0 1 0 0 1 0	10
JNZ	Saut si résultat différent de zéro	1 1 0 0 0 0 1 0	10
JP	Saut si résultat positif	1 1 1 1 0 0 1 0	10
JPE	Saut si la parité est paire	1 1 1 0 1 0 1 0	10
JPO	Saut si parité impaire	1 1 1 0 0 0 1 0	10
JZ	Saut si résultat nul	1 1 0 0 1 0 1 0	10
LDA	Chargement immédiat de A	0 0 1 1 1 0 1 0	13
LDAX, B	Chargement de A indirect	0 0 0 0 1 0 1 0	7
LDAX, D	Chargement de A indirect	0 0 0 1 1 0 1 0	7
LHLD	Chargement direct de la paire H, L	0 0 1 0 1 0 1 0	16
LXI, B	Chargement immédiat de la paire BC	0 0 0 0 0 0 0 1	10
LXI, D	Chargement immédiat de la paire DE	0 0 0 1 0 0 0 1	10
LXI, H	Chargement immédiat de la paix HL	0 0 1 0 0 0 0 1	10
LXI, SP	Chargement immédiat du pointeur de pile	0 0 1 1 0 0 0 1	10
MVI, r	Chargement immédiat d'un registre ou de la mémoire	0 0 D D D 1 1 0	7/10
MOV M, r	Transfert du registre à la mémoire	0 1 1 1 0 S S S	7
MOV r, M	Transfert de la mémoire du registre	0 1 D D D 1 1 0	7
MOV r_1, r_2	Transfert registre à registre	0 1 D D D S S S	5
NOP	Pas d'opération	0 0 0 0 0 0 0 0	4
ORA, r	OU logique de l'accumulateur avec un registre ou la mémoire	1 0 1 1 0 S S S	4/7
ORI	OU logique immédiat avec A	1 1 1 1 0 1 1 0	7
OUT	Opération de sortie	1 1 0 1 0 0 1 1	10
PCHL	Chargement du compteur ordinal par la paire HL	1 1 1 0 1 0 0 1	5
POP, B	Transfert de données dans la paire B. L'adresse est contenue dans S.P. (pointeur de pile)	1 1 0 0 0 0 0 1	10
Pop D	Transfert de données dans la paire D (adressage : SP)	1 1 0 1 0 0 0 1	10
Pop H	Transfert de données dans la paire H (adressage : SP)	1 1 1 0 0 0 0 1	10

Mnémonique	Description	Code binaire	Périodes d'horloge
Pop PSW	Transfert de données dans les indicateurs et dans l'accumulateur (adressage SP)	1 1 1 1 0 0 0 1	10
PUSH B	Transfert de données (B) dans la pile (adressage SP)	1 1 0 0 0 1 0 1	11
PUSH D	Transfert de données (D) dans la pile (adressage SP)	1 1 0 1 0 1 0 1	11
PUSH H	Transfert de données (H) dans la pile (adressage SP)	1 1 1 0 0 1 0 1	11
PUSH PSW	Transfert de données (A et indicateurs) dans la pile	1 1 1 1 0 1 0 1	11
RAL	Rotation de A à gauche à travers la retenue	0 0 0 1 0 1 1 1	4
RAR	Rotation de A à droite à travers la retenue	0 0 0 1 1 1 1 1	4
RC	Retour de sous-programme si retenue	1 1 0 1 1 0 0 0	5/11
RET	Retour de S.P.	1 1 0 0 1 0 0 1	10
RLC	Rotation de A à gauche	0 0 0 0 0 1 1 1	4
RM	Retour de S.P. si résultat négatif	1 1 1 1 1 0 0 0	5/11
RNC	Retour de S.P. si non retenue	1 1 0 1 0 0 0 0	5/11
RNZ	Retour de S.P. si non retenue	1 1 0 1 0 0 0 0	5/11
RP	Retour de S.P. si résultat positif	1 1 1 1 0 0 0 0	5/11
RPE	Retour de S.P. si parité paire	1 1 1 0 1 0 0 0	5/11
RPO	Retour de S.P. si parité impaire	1 1 1 0 0 0 0 0	5/11
RRC	Rotation de l'accumulateur à droite	0 0 0 0 1 1 1 1	4
RST	Branchement de sous-programme (Restart)	1 1 A A A 1 1 1	11
RZ	Retour de S.P. si résultat nul	1 1 0 0 1 0 0 0	5/11
SBB, r	Soustraction du registre r ou de la mémoire avec retenue	1 0 0 1 1 S S S	4/7
SBI	Soustraction immédiate de la donnée et de la retenue à l'accumulateur	1 1 0 1 1 1 1 0	7
SHLD	Stockage de la paire HL en mémoire	0 0 1 0 0 0 1 0	16
SPHL	Stockage de la paire HL dans le pointeur de pile	1 1 1 1 1 0 0 1	5
STA	Stockage de l'accumulateur en mémoire	0 0 1 1 0 0 1 0	13
STAX, B	Stockage de A à l'adresse définie par la paire BC	0 0 0 0 0 0 1 0	7
STAX, D	Stockage de A à l'adresse définie par la paire DE	0 0 0 1 0 0 1 0	7
STC	Positionnement du bit de retenue	0 0 1 1 0 1 1 1	4
SUB, r	Soustraction de la donnée contenue dans un registre ou en mémoire à l'accumulateur	1 0 0 1 0 S S S	4
SUI	Soustraction immédiate de la donnée à l'accumulateur	1 1 0 1 0 1 1 0	7
XCHG	Echange des registres H, L avec les registres D,E	1 1 1 0 1 0 1 1	4
XRA, r	OU exclusif avec un registre ou un mot mémoire et l'accumulateur	1 0 1 0 1 S S S	4/7
XRI	OU exclusif immédiat avec l'accumulateur	1 1 1 0 1 1 1 0	7
XTHL	Echange sommet de pile avec la paire H.L.	1 1 1 0 0 0 1 1	18

Fiche technique — 8085

Microprocesseurs

Fabricant :
Intel.

Généralités

Introduit sur le marché par Intel après le 8080, le 8085 a bénéficié de l'évolution technologique en matière de microprocesseurs. Ce circuit, intégré dans un boîtier DIL à 40 broches, réalise les principales fonctions des 3 circuits décrits précédemment, à savoir le microprocesseur 8080, le générateur d'horloge 8224 et le contrôleur de système 8228.

Ce CPU est en outre compatible à 100 % du point de vue logiciel (software) avec le 8080 A **(fig. 1)**.

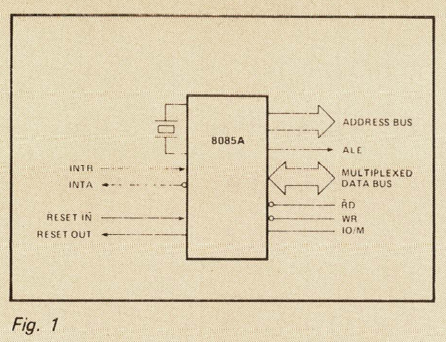


Fig. 1

Néanmoins, plusieurs caractéristiques essentielles sont propres au 8085 :

1 - Alimentation unique + 5 V (au lieu de 3 pour le 8080).

2 - Bus de contrôle différent.

3 - Trois niveaux d'interruptions masquables (Restart 7,5, 6,5 et 5,5) et une interruption non masquable (TRAP).

4 - Deux nouvelles instructions : positionnement et lecture des masques d'interruptions (RIM et SIM).

5 - Multiplexage du bus de données différent du 8080.

Pour limiter le nombre de broches à 40, le 8080 avait ses données multiplexées avec le mot d'état sur son bus de données.

Ici, le constructeur a adopté un multiplexage des données (8 bits) avec les 8 bits de poids faible (LSB : Least Significant Bit) de l'adresse mémoire (ou des circuits d'entrées-sortie).

Les bits d'adresses sont présents sur le bus de données durant le premier état de chaque cycle machine (T_1) et sont validés par la sortie ALE (Adress Latch Enable) du C.P.U.

A cet instant les 8 bits d'adresse de poids faible peuvent être mémorisés dans un registre d'entrée-sortie parallèle de 8 bits comme le 8212 ou simplement démultiplexés par un interface prévu à cet effet (8155-8156-8355...).

Au 2e état de chaque cycle machine (T_2), ALE = 0 et ce sont les données qui apparaissent sur le bus. Les 8 bits de poids fort (MSB : Most Significant Bit) sont présents sur les broches A_8-A_{15} du bus d'adresses.

Les **figures 2** et **3** représentent le brochage et le synoptique du 8085.

Description des broches

– A_8-A_{15} : bus d'adresses ; sont présents ici les 8 bits d'adresse mémoire ou d'entrées/ sorties les plus significatifs.

– AD_{0-7} : bus de données et d'adresses multiplexés.

– ALE : validation des 8 bits d'adresse de poids faible pendant le temps T_1 (premier cycle d'horloge).

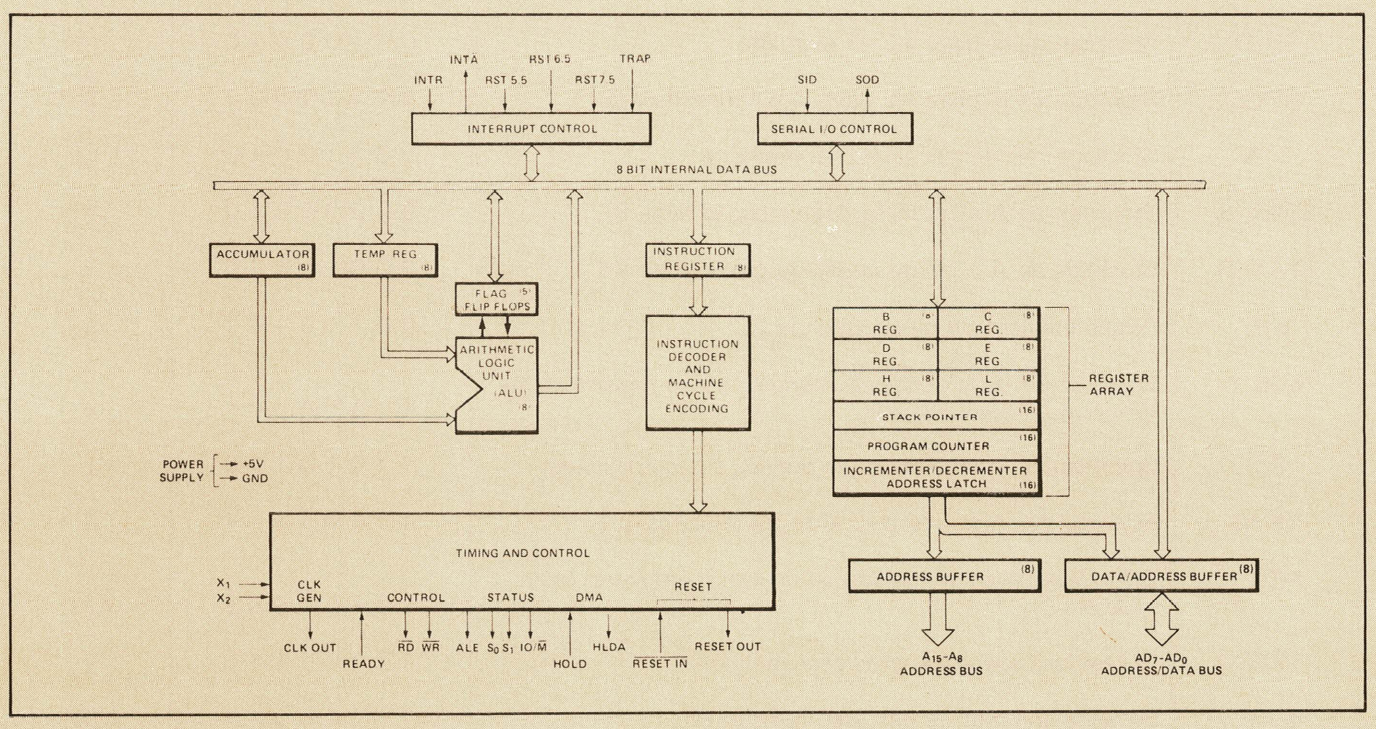


Fig. 2

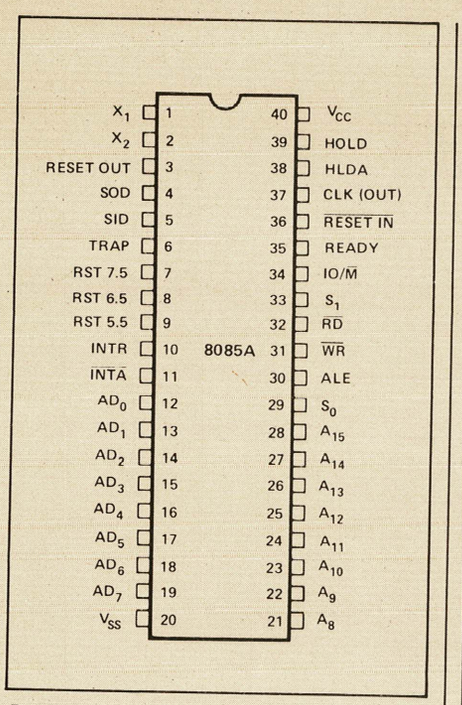


Fig. 3

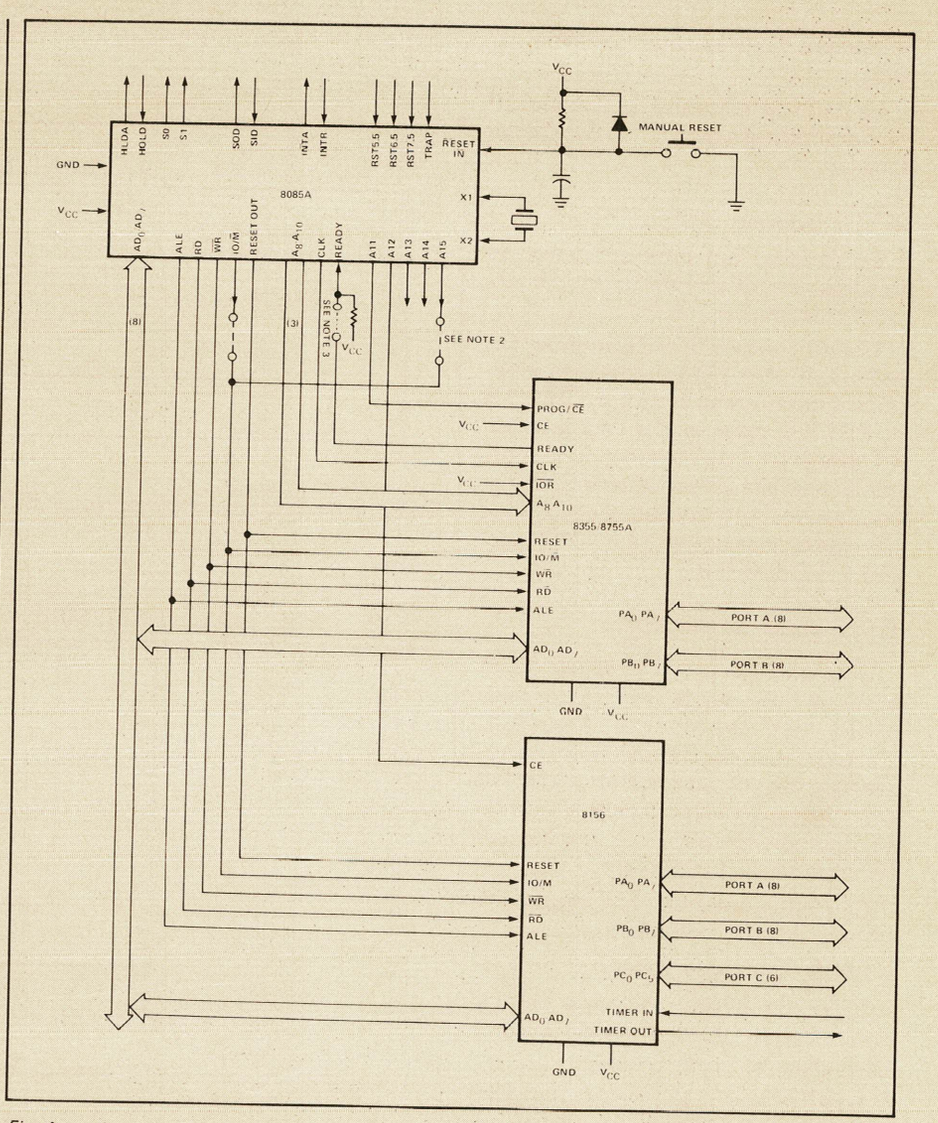


Fig. 4

– S_0-S_1 : status codés de la façon suivante : $S_0 = 0$, $S_1 = 0$ état Halt (pause), $S_0 = 1$, $S_1 = 0$ cycle d'écriture ; $S_0 = 0$, $S_1 = 1$, cycle de lecture ; $S_0 = 1$, $S_1 = 1$, cycle de recherche de l'instruction.

– $\overline{RD}$: signal de sortie. Le bus de données est disponible pour les transferts de données, la mémoire ou le dispositif d'entrée-sortie est en position de lecture.

– $\overline{WR}$: signal de sortie. Opération d'écriture en mémoire ou sur un dispositif d'entrée-sortie.

– READY : entrée. Lorsque READY = « 1 », la mémoire ou un dispositif d'entrée-sortie est prêt à recevoir ou à émettre des données. Si READY = « 0 », le C.P.U. est en position d'attente.

– HOLD : entrée. Demande au C.P.U. de suspendre l'utilisation des bus d'adresses et de données. Cette suspension devient effective dès la fin du cycle machine en cours. Les bus d'adresses, de données et de contrôles 3 états passent à l'état haute impédance après acquittement (HLDA).

– HLDA : sortie. Accusé réception de demande de HOLD.

– INTR : entrée. Demande d'interruption prise en compte au dernier cycle d'horloge de l'instruction en cours. Un signal $\overline{INTA}$ délivre l'accusé de réception.

– $\overline{INTA}$: sortie. Signal d'acquittement de l'interruption.

– RST 5,5 - 6,5 et 7,5 : (entrées). Insertion d'une interruption de redémarrage (Restart interrupt). L'interruption la plus prioritaire est RST 7,5 ; la moins prioritaire RST 5,5.

– TRAP : entrée. Interruption de redémarrage non masquable et de priorité maximale.

– $\overline{RESET\ IN}$: entrée. Initialisation du C.P.U. : remise à zéro du compteur de programme, des bascules HLDA et de l'autorisation d'interruption. Le microprocesseur reste dans cette position tant que RESET est actif.

– RESET OUT : sortie. Acquittement du signal de remise à zéro du C.P.U.

– X_1, X_2 : entrées quartz ou réseau RC.

– CLK : signal de sortie d'horloge.

– IO/$\overline{M}$: sortie. Spécifie la zone de lecture-écriture (en mémoire ou sur un dispositif d'entrée-sortie).

– SID : entrée série de donnée. A chaque instruction RIM (Read Interrupt Mark), la donnée présente à l'entrée de cette ligne est chargée dans l'accumulateur.

– SOD : sortie. Suivant l'instruction SIM (Set Interrupt mask). Cette ligne de sortie série est positionnée à « 0 » ou à « 1 ».

– V_{CC} : alimentation + 5 V.

– V_{SS} : masse 0 V.

Logiciel

Du point de vue logiciel, la 8085 est compatible avec le 8080 A. Ainsi, les programmes rédigés pour le 8080 A peuvent être utilisés sans modification sur le 8085. De la même façon, il est possible de placer une mémoire morte (R.O.M.) programmée par masque pour un système 8080 sur un système à microprocesseur 8085. Ceci permet, connaissant les instructions du 8080, de travailler directement sur le 8085 sans avoir à réapprendre de nouvelles instructions et leurs mnémoniques et par là même de réduire les coûts de développement du logiciel.

Néanmoins, le 8085 possède, outre les 78 instructions décrites précédemment, deux instructions originales : RIM et SIM.

1) L'instruction RIM :

Mnémonique de Read Interrupt Mask ou lecture du masque d'interruption. Après exécution, l'accumulateur est chargé par les masques d'interruption, l'indicateur d'autorisation d'interruption, les interruptions en attente et

la donnée d'entrée série (présente sur SID).

Le code de cette instruction est 20 en hexadécimale ou 0 0 1 0 0 0 0 0 en binaire.

2) L'instruction SIM

De l'anglais Set Interrupt Mask ou positionnement des masques d'interruption (mise à « 1 »).

Le mot contenu dans l'accumulateur est utilisé pour programmer les masques d'interruption RST 5,5 ; RST 6,5 et RST 7,5, pour valider l'autorisation de mise à « 1 » du masque, pour charger la mémoire de sortie série (SOD) et pour valider cette sortie (SOE). Le code de cette instruction est 30 H ou 0 0 1 1 0 0 0 0 B.

Système minimum

Une configuration minimale d'un système basé sur le microprocesseur 8085 est représenté **figure 4.** L'implantation sur circuit imprimé double face (**fig. 5**) est facilitée par le fait que les circuits intégrés de la famille de ce microprocesseur sont conçus en fonction de leur réalisation.

Ce système minimum comprend 3 circuits intégrés référencés :

– 8085 : microprocesseur.

– 8355 ou 8755 : mémoire de 2 K octets en ROM ou EPROM avec 2 ports d'entrée sortie 8 bits.

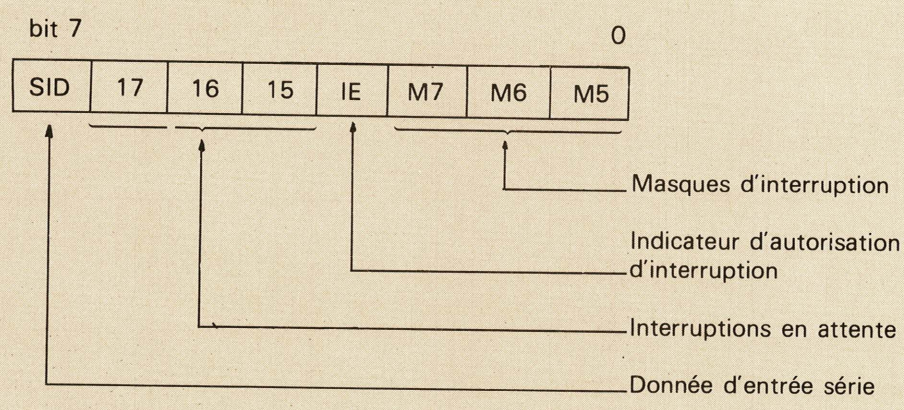
– 8155-8156 : mémoire de 256 octets en RAM avec 2 ports d'entrées-sorties 8 bits, 1 port 6 bits et un timer de 14 bits programmable.

Caractéristiques générales

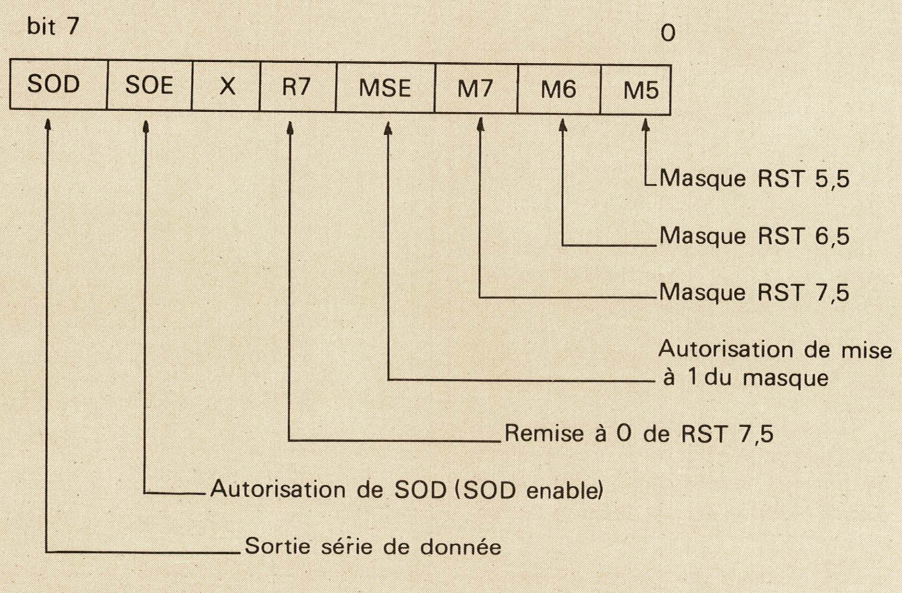
– Technologie : MOS canal N.

– Alimentation : + 5 V.

Contenu de l'accumulateur après un RIM :



Contenu de l'accumulateur après un SIM.



– Durée d'un cycle : 1,3 μs.

– Capacité d'adressage mémoire : 64 K octets.

– Nombre d'instructions : 80.

– Longueur des mots traités : 8 bits.

– Modes d'adressage : direct, à registre, indirect à registre et immédiat.

– Broches d'entrée-sortie : néant.

– Nombre de broches : 40.

– Horloge intégrée (avec quartz ou réseau RC extérieur).

– Ligne d'entrée et de sortie série.

– Configuration registres : identique au 8080.

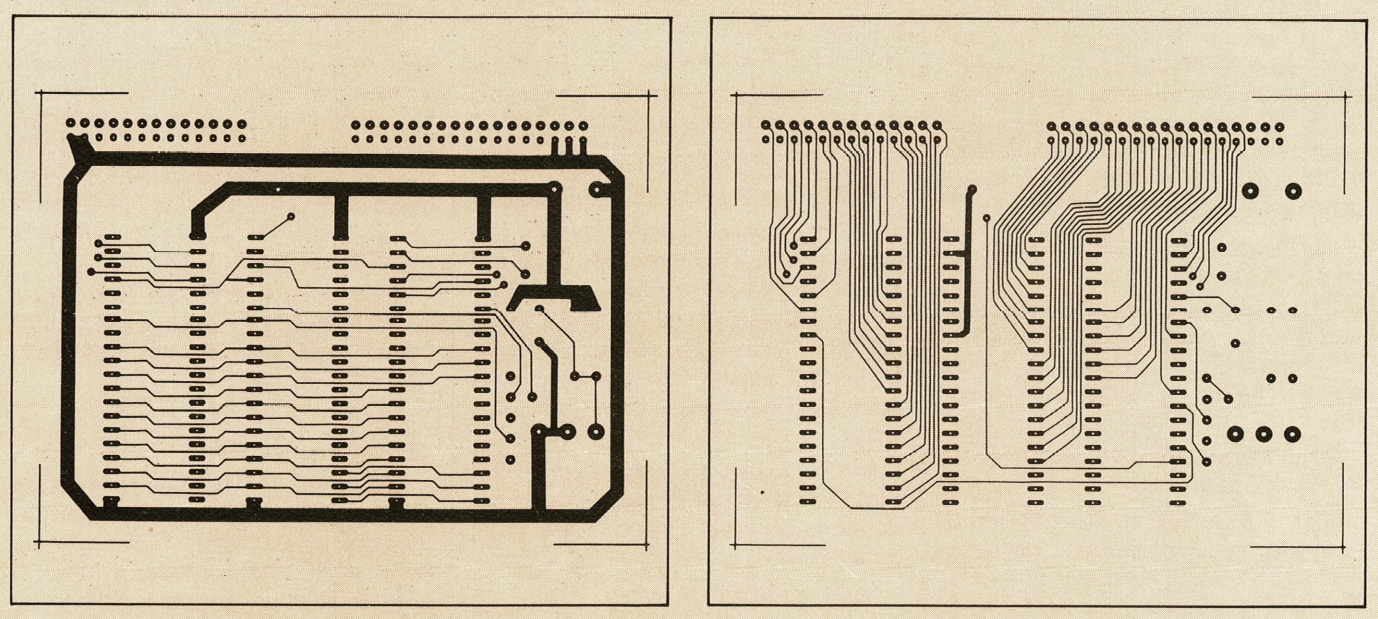


Fig. 5 (Echelle 3/4).

Réseaux de distribution des semi-conducteurs

ADVANCED MICRO DEVICES

Mandataire :

● **A.M.D. France** : Silic 314, 20, rue Saarinen, 94588 Rungis Cedex. Tél. : 686.91.86.

Distributeurs :

● **Société A 2 M** : 40, rue des Tilleuls, 92100 Boulogne-Billancourt. Tél. : 603.66.40.

● **Société R.T.F.** : 73, av. Charles-de-Gaulle, 92200 Neuilly-s/ Seine. Tél. : 747.11.01.

● **Société Ropel** : allée de La Rochelle, Centre Commercial nº 3, 91300 Massy. Tél. : 920.82.89.

A.E.G. TELEFUNKEN

● **Generim** : Z.A. de Courtabœuf, avenue des Andes, B.P. 88, 91403 Orsay. Tél. : 907.78.78.

● **Application Electronique** : 2-14, rue Bayol, 30001 Nîmes. Tél. : (66) 84.99.06. – 10, rue du Chapeau-Rouge, 31300 Toulouse. Tél. : (15.61) 42.64.28.

● **Sterc-Maissiat S.A.** : 2, rue Sévigné, 44010 Nantes Cedex. Tél. : (40) 71.45.75.

● **Debelle** : 13, rue Baptiste-Marcet, Z.I. Fontaine Sassenage, 38600 Fontaine. Tél. : (15.76) 21.50.27.

● **Facen Electronique** : Z.I. d'Heillecourt-Houdemont, 944 X, 54044 Nancy Cedex. Tél. : (16.28) 51.00.05. – 110, avenue des Flandres, 59110 Wasquehal. Tél. : (16.20) 72.06.80. – 6, rue Emile-Rouze, 59000 Lille. Tél. : (16.20) 96.93.07. – Z.I. de Mundolsheim, rue Vauban, 67450 Strasbourg Mundolsheim. Tél. : (16.88) 20.20.80.

● **Actel** : 143, rue des Meuniers, 92220 Bagneux. Tél. : 657.81.50.

● **Tekimex** : 13, boulevard Voltaire, 75011 Paris. Tél. : 355.63.00.

A.M.I.

● **A.M.I. France** : 124, avenue de Paris, 94300 Vincennes. Tél. : 374.00.90.

Distributeurs :

● **P.E.P.** : 2/4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge. Tél. : 735.33.20.

Cette liste est remise à jour à chaque parution

ANALOG DEVICES

● **Analog Devices France** : Centre d'Affaires Silic, 12, rue Le Corbusier, Bât. « Iéna », 94533 Rungis Cedex L 204. Tél. : 686.77.60.

CML

● **ISC France** : 27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne. Tél. : 604.52.75.

DELCO

● **ISC France** : 27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne. Tél. : 604.52.75.

E.F.C.I.S.

● **EFCIS** : 85 X, 38041 Grenoble Cedex, Tél. : (76) 97.41.11.

EXAR

● **Tekelec Airtronic** : B.P. 2, Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35. – 69, rue Bataille, 69008 Lyon. – 281, route d'Espagne, 31076 Toulouse Cedex. – 12, rue Gabriel-Fauré, 35000 Rennes. – Beau-Manoir VII, Allée des Lilas, 13100 Aix-en-Provence. – 4, rue Fischart, 67000 Strasbourg.

FAIRCHILD

- **Almex** : 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony Cedex. Tél. : 666.21.12
- **Feutrier** : avenue des Trois-Glorieuses, 42270 Saint-Priest-en-Jarrez. Tél. : (77) 74.67.33.
- **Gros S.A.** : 13, avenue Victor-Hugo, 59350 Saint-André-les-Lille. Tél. : (20) 51.21.33. – 14, avenue du Général-Leclerc, 54000 Nancy. Tél. : (28) 35.17.35. – 5, rue Pascal, 94800 Villejuif. Tél. : 678.27.27.
- **Scientech S.A.** : 11, avenue Ferdinand-Buisson, 75016 Paris. Tél. : 609.91.36.
- **R.E.A. Distribution** : 9, rue Ernest-Cognacq, 92300 Levallois. Tél. : 758.11.11.
- **Dimex** : 12, rue du Séminaire, 94150 Rungis. Tél. : 686.52.10.
- **Sté Toutelectric** : 15-17, boulevard Bon-Repos, B.P. 406, 31008 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 62.47.84.
- **S.R.D** : 88, rue du Commandant-Magès, 13001 Marseille. Tél. : (91) 50.33.55-64.23.79. et 78.
- **Martec** : 5, rue Vauthier, 92100 Boulogne. Tél. : 603.99.88.
- **Aufray et Cie** : 45, rue Gustave-Nicolle, B.P. 472,76057 Le Havre Cedex. Tél. : (16.35) 21.34.00.

FERRANTI

- **Ceram** : 31, rue du Dr-Finlay, 75015 Paris. Tél. : 577.42.50.

GENERAL ELECTRIC

- **Comptoir Commercial d'Importation** : 42, rue Etienne-Marcel, 75081 Paris Cedex 2. Tél. : 261.55.49.

Dépositaires :

- **Alpelec** : 16, rue Claude-Kogan, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 09.69.81.
- **Autelec** : 3, rue du Lieu de Santé, 76000 Rouen.
- **Dime** : 22, Bd Pasteur, 93120 La Courneuve. Tél. : 833.71.73.
- **Dimel** : « Le Marino », avenue Claude-Farrère, 83100 Toulon.
- **Radio MJ** : 19, rue Claude-Bernard, 75005 Paris.
- **Radio Voltaire** : 7, avenue Parmentier, 75011 Paris. Tél. : 379.50.11.
- **R.I.D.** : Parc d'Entremont, 6, rue des Œillets, 68170 Rixheim.

GENERAL INSTRUMENT

- **Sterc Maissiat** : 2, rue Sévigné, 44010 Nantes Cedex, Tél. : (40) 71.45.75.
- **Sorhodis** : 39, rue Dedieu, 69100 Villeurbanne.
- **Dimee** : 22, bd Pasteur, 93120 La Courneuve. Tél. : 833.71.73.
- **Cogie** : 3, bd Anatole-France, 93304 Aubervilliers.
- **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge.

HARRIS SEMICONDUCTOR

- **Spectelec** : Tour Europa, Belle-Epine, Europa III, 94320 Thiais. Tél. : 686.56.65.
- **Almex** : 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony. Tél. : 666.21.12.
- **A2M** : 40, rue des Tilleuls, 92100 Boulogne. Tél. : 603.66.40.

HEWLETT-PACKARD

- **Almex** : 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony. Tél. : 666.21.12.
- **Feutrier** : Rue des Trois-Glorieuses, 42270 St-Priest-en-Jarez. Tél. : (77) 74.67.33.
- **Feutrier Ile-de-France** : 29, rue Ledru-Rollin, 92150 Suresnes. Tél. : 772.46.46.
- **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil, Zone Silic, 94150 Rungis. Tél. : 687.23.13.

INTEL CORPORATION

Mandataire :

- **Intel Corporation** : 74, rue d'Arcueil, Silic 223, 94528 Rungis Cedex. Tél. : 687.22.21.

Distributeurs :

- **Tekelec-Airtronic** : Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, B.P. 2, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35.
- **Métrologie** : La Tour d'Asnières, 4, avenue Laurent-Cély, 92606 Asnières. Tél. : 791.44.44.
- **Celdis S.A.** : 53, rue Charles Frérot, 94250 Gentilly. Tél. : 581.00.20.

INTERSIL

- **Intersil** : 3, rue de Marly, 78000 Versailles. Tél. : 953.47.08.

Distributeur :

- **Tekelec-Airtronic** : Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, B.P. 2, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35.

I.T.T. INTERMETALL

- **Cogie-Cetronic** : 5, bd Anatole-France, 93300 Aubervilliers. Tél. : 834.91.07.
- **Dime** : 22, bd Pasteur, 93120 La Courneuve. Tél. : 833.71.73.
- **Disserel** : 32/36, rue de Torcy, 75018 Paris. Tél. : 203.60.02.
- **Sefar** : 7/15, rue de Bezons, 92400 Courbevoie. Tél. : 333.59.21.
- **Besson** : 2, rue des Marronniers, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 96.10.72.
- **C.E.I.N.** : 19, rue de Tournai, B.P. 93, 59230 St-Amand-les-Eaux. Tél. : (20) 48.53.39.

● **Euromail** : Z.I. rue Frédéric-Joliot, B.P. 145, 13290 Aix-les-Milles. Tél. : (91) 26.58.11. – 8, rue du Port, 92100 Boulogne. Tél. : 605.60.97.

● **Revimex** : 23, bd Victor-Hugo, 44010 Nantes. Tél. : (40) 47.89.05.

Comptoirs de vente :

● **Adime** : 89, av. P.-Brossolette, 92120 Montrouge. Tél. : 655.89.89.

● **Ciel** : 4/6, rue Victor-Hugo, 94190 Villeneuve-St-Georges. Tél. : 389.59.24.

● **Radio-Douane** : 4, rue Yves-Toudic, 75010 Paris. Tél. : 208.61.72.

● **Radialex** : 74, rue de Vendôme, 69457 Lyon Cedex 3. Tél. : (78) 89.45.45. – 3, rue Moyrand, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 87.81.12.

KERTRON

● **ISC France** : 27, rue Yves-Kermen, 92100 Boulogne. Tél. : 604.52.75.

MOS TECHNOLOGY

Mandataire et distributeur :

● **P.R.O.C.E.P.** : 51, rue de la Rivière, 78420 Carrières-s/Seine, B.P.24. Tél. : 968.31.97.

MOSTEK

Circuits intégrés et microprocesseurs

● **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil Cedex 137, 94150 Rungis Silic. Tél. : 687.23.13 – 31.36.

● **Martec** : 5, rue Vauthier, 92100 Boulogne. Tél. : 603.99.88.

Cartes-mémoires

● **M.B. Électronique** : rue Fourny, Z.A.C. Buc, B.P. 31, 78530 Buc. Tél. : 956.31.30.

MOTOROLA SEMI-CONDUCTEURS

● **Sté Commerciale Toutelectric** : 15, bd Bonrepos, 31000 Toulouse. Tél. : (61) 62.11.33.

● **Ets F. Feutrier** : rue des Trois-Glorieuses, 42270 Saint-Priest-en-Jarez. Tél. : (77) 74.67.33.

● **Gros A.A.** : 13, rue Victor-Hugo, 59350 Saint-André-Les-Lille. Tél. : (20) 51.21.33. – 14, av. du Général-Leclerc, 54000 Nancy. Tél. : 35.17.35. – 5, rue Pascal, 94800 Villejuif. Tél. : 678.27.27/75.81.

● **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil, 94150 Rungis. Tél. : 687.23.13.-31.36.

● **Ets F. Feutrier Ile-de-France** : 29, rue Ledru-Rollin, 92150 Suresnes. Tél. : 772.46.46.

● **Sté Celdis S.A.** : 53, rue Charles-Frérot, 94250 Gentilly. Tél. : 581.04.69.

● **Bellion Electronique** : Z.I. des Kerscao/Brest, B.P. 16, 29219 Le Relecq Kerhuon. Tél. : (98) 28.03.03.

NATIONAL SEMI-CONDUCTOR

● **Generim** : Z.A. de Courtabœuf, avenue de la Baltique, B.P. 88, 91400 Orsay. Tél. : 907.78.78.

● **Facen** : 2/6, rue Émile-Rouzé, 59000 Lille. Tél. : (20) 96.93.07. - 110, av. de Flandre, B.P. 99, 59290 Wasquehal. Tél. : (20) 72.06.80. - Z.I. Heillecourt, 944 X, 54140 Nancy. Tél. : (28) 51.00.05. - Z.I. Vauban, 6, rue Vauban, 67450 Mundolsheim. Tél. : (88) 20.20.80. - Centre de Gros, bd Lénine, 76800 St-Étienne-du-Rouvray. Tél. : (35) 65.36.03 et 65.39.06.

● **Sterc Maissiat** : 2, rue de Sévigné, 44010 Nantes Cedex. Tél. : (40) 71.45.75.

● **Application Électronique** : 14, rue Bayol, 30001 Nîmes. Tél. : (66) 84.99.06. – 10, rue du Chapeau-Rouge, 31300 Toulouse. Tél. : (61) 42.64.28.

● **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil, 94150 Rungis. Tél. : 687.23.13.

● **R.T.F./Distronique** : 73, av. Ch.-de-Gaulle, 92202 Neuilly. Tél. : 747.11.01.

● **Ets Debelle** : 13, rue Baptiste Marcel, Z.I. Fontaine Sassenage, 38600 Fontaine. Tél. : (76) 21.50.27. – 9 bis, rue du Bas-Chamflour, 63000 Clermont-Ferrand. Tél. : (73) 36.47.10.

● **Fime** : Z.A. La Cerisaie, 3, rue de Chevilly, 94262 Fresnes. Tél. : 666.95.01.

● **Centralp Automatismes** : 271, bd Pinel, 69200 Vénisseux. Tél. : (78) 74.06.28.

NIPPON ELECTRIC COMPANY

● **NEC Electronics France** : 27/29, rue des Poissonniers, 92200 Neuilly-s-Seine. Tél. : 747.91.13.

Distributeurs :

● **Alfatronic** : La Tour d'Asnières, 4, avenue Laurent-Cely, 92606 Asnières. Tél. : 791.44.44.

● **ASAP** : 62, rue de Billancourt, 92100 Boulogne. Tél. : 604.78.78.

● **Spetelec** : Tour Europa Belle-Epine, Europa III, 94532 Rungis Cedex. Tél. : 686.56.65.

PLESSEY

● **Plessey France** : Tour Anjou, 33, quai National, 92800 Puteaux. Tél. : 776.43.34.

RAYTHEON SEMICONDUCTOR FRANCE

● **Tekelec Airtronic** : Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35.

● **Diode France** : Z.I. La Cerisaie, 1, allée des Platanes, 94260 Fresnes. Tél. : 666.98.01.

R.C.A.

- **Radio Équipements Antares** : 14/16, rue Baudin, 92301 Levallois-Perret. Tél. : 758.11.11.
- **Almex** : Z.I., 48, rue de l'Aubépine, 92160 Anthony. Tél. : 666.21.12.
- **Tekelec** : Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35.

R.T.C.
LA RADIOTECHNIQUE COMPELEC

- **Hohl et Danner** : Z.I. B.P. 11, 67450 Mundolsheim. Tél. : (88) 20.90.11. – 58, rue de Belfort, 68200 Mulhouse. Tél. : (89) 42.11.86. – Z.I. d'Heillecourt, 54044 Nancy Cedex. Tél. : (28) 51.42.30.
- **Cedso** : 31, av. du 18e R.I., 64000 Pau. Tél. : (59) 27.03.56. – 14, av. Tolosane, 31520 Ramonville-Saint-Agne. Tél. : (61) 73.35.18. – 150, cours du Gal-de-Gaulle, 33170 Gradignan. Tél. : (56) 89.04.56.
- **Sté Électronique du Centre** : B.P. 14, Z.I. de Cournon, 63800 Cournon. Tél. : (73) 84.60.08.
- **Morin Industrie** : 15, place de la Grange, 37300 Joué-les-Tours. Tél. : (47) 67.13.46. – 52, rue Jean-Jaurès, 10600 La Chapelle-Saint-Luc. Tél. : (25) 43.15.48.
- **Sanelec** : 236, rue du Fg-d'Arras, B.P. 3442, 59019 Lille. Tél. : (20) 97.93.21.
- **Sertronique (C.E.I.M.)** : 37, rue St-Éloi, 76000 Rouen. Tél. : (35) 88.00.38. – 60, rue Sagebien, 72040 Le Mans. Tél. : (43) 84.24.60. – Z.U.P. 22300 Lannion. Tél. : (96) 38.40.67. – 42, quai Magellan, 44016 Nantes. Tél. : (40) 47.77.01. – 59, rue Alexandre-Duval, 35000 Rennes. Tél. : (99) 50.58.31.
- **Omnitech** : 15/21, rue Camille-Flammarion, 75018 Paris. Tél. : 257.62.80.
- **R.T.F. Diffusion** : 59/63, rue Desnouettes, 75015 Paris. Tél. : 533.69.43.
- **Disserel** : 32 à 36, rue de Torcy, 75018 Paris. Tél. : 203.60.02.
- **Rhonalco / Isolants du Rhône** : 45, rue des Eaux-Claires, 38000 Grenoble. Tél. : (76) 96.08.12. – 4, rue Roger-Bréchan, 69003 Lyon. Tél. : (78) 53.00.25.
- **Éts Besson** : 2, rue des Marronniers, 38100 Grenoble. Tél. : (76) 96.10.72.
- **Vedeche Électronique** : 45, rue Saint-Basile, 13001 Marseille. Tél. : (91) 50.01.82.
- **Omni-Tech boutique** : 82, rue de Clichy, 75009 Paris. Tél. : 874.18.88.-280.04.86.

SEMIKRON

- **Alpelec** : 16, rue Claude-Kogan, 38041 Grenoble. Tél. : (78) 09.69.81.
- **Aquitaine Composants** : 30, rue Denfert-Rochereau, 33400 Talence. Tél. : (56) 91.13.92.
- **ASN Diffusion** : 86, av. du Général-Leclerc, 94700 Maisons-Alfort. Tél. : 207.24.03.-899.30.32.
- **Ban Elec** : 12, rue Louis-Rolland, 92120 Montrouge. Tél. : 655.43.43.
- **Caron Fres** : rue de Tournai, 59230 St-Amand-Les-Eaux. Tél. : (20) 48.53.39.
- **C.E.C.** : Z.I., B.P. 29, 52101 St-Dizier. Tél. : (27) 05.05.38.
- **Charlas** : 38, av. Alsace-Lorraine, 38000 Grenoble. Tél. : (78) 44.29.02.
- **Dahan** : 3 bis, rue Pierre-Loti, 69100 Villeurbanne. Tél. : (78) 85.54.64.
- **D.E.E.** : 87 bis, rue Sainte, 13007 Marseille. Tél. : (91) 33.16.68.-33.14.84.
- **Dimée** : 22, bd Pasteur, 93120 La Courneuve. Tél. : 833.71.73.
- **Direlec** : 19, bd Lafayette, 63000 Clermont-Ferrand. Tél. : (73) 91.69.80.
- **Dixel** : 17, bd de Richelieu, 92500 Rueil. Tél. : 977.00.12.
- **E.T.N.** : 8, rue de la Croix-d'Yonville, 76042 Rouen. Tél. : (35) 88.51.51.
- **Fachot Électronique** : 5, bd Robert-Sérot, B.P. 321, 57007 Metz Cedex. Tél. : (87) 30.28.63.-30.33.67.
- **Goirand** : 1, rue des Résistants, 38400 St-Martin-d'Hères. Tél. : (76) 87.30.61.
- **ISA Électronique** : 52, rue d'Achères, 78600 Maisons-Laffitte. Tél. : 962.90.61.
- **Morin Industrie** : 52, av. Jean-Jaurès, 10600 La Chapelle-St-Luc. Tél. : (25) 43.15.48.
- **O.E.S.O.** : rue St-Léonard, 87000 Limoges. Tél. : (55) 77.18.71.
- **Omni-Tech** : 15/21, rue Camille-Flammarion, 75018 Paris. Tél. : 257.62.80.
- **Radio Voltaire** : 7, av. Parmentier, 75011 Paris. Tél. : 379.50.11.
- **Sanelec** : 236/240, rue du Fg-d'Arras, 59000 Lille. Tél. : (20) 52.11.21.
- **Serreau Électronique** : 5, allée du Muguet, 35510 Cesson-Sévigné. Tél. : (99) 62.21.17.
- **Segic** : B.P. 10, 60104 Creil. Tél. : (44) 55.27.15.-55.31.04.
- **Selfco** : 31, rue du Fossé-des-Treize, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 32.59.33.
- **Sodimep** : 8, av. Léon-Viala, 31000 Toulouse. Tél. : (61) 42.01.21.
- **Tarbelec** : 45 bis, place du Foirail, 65000 Tarbes. Tél. : (62) 93.10.82.

SESCOSEM

- **Aquitaine Composants** : 30, rue Denfert-Rochereau, 33401 Talence. Tél. : (56) 80.24.70. – « Le Moulin Apparent », route de Paris, 86000 Poitiers. Tél. : (49) 88.60.50.
- **Sodimep** : 8, avenue Léon-Viala, 31400 Toulouse. Tél. : (61) 52.01.21.
- **Sud Composants** : Traverse La Caransane, La Valentine, 13011 Marseille. Tél. : (91) 43.21.84.
- **Dimel** : Le Marino, avenue Claude-Farrère, 83100 Toulon. Tél. : (94) 41.49.63.
- **Sèdre** : 5, bd des Diables-Bleus, 38000 Grenoble. Tél. : (76) 87.90.12. – 27, rue Voltaire, 42100 Saint-Étienne. Tél. : (77) 32.80.57. – 10/12, rue Jean-Bourgey, 69100 Villeurbanne. Tél. : (78) 68.30.96.
- **Codirel (Codicom)** : 105, rue Sadi-Carnot, 93170 Bagnolet. Tél. : 287.49.99. – rue du Grand-Véon, 10000 Troyes. Tél. : (25) 72.24.12.

● **D.I.E.L. (Codicom)** : 73, avenue Pierre-Larousse, 92240 Malakoff. Tél. : 656.70.44.
● **G.E.D.I.S.** : 165/167, rue J.-P. Timbaud, 92400 Courbevoie. Tél. : 788.50.13. – 53, rue de Paris, 92100 Boulogne. Tél. : 604.81.70. – 2, place Gustave-Eiffel, Silic 240, 94528 Rungis Cedex. Tél. : 686.03.86-05.81.
● **S.I.D.E. (Codicom)** : 34, avenue Robert-Schuman, C 2 Résidence de l'Europe, 59370 Mons-en-Barœul. Tél. : (20) 51.32.42. – Résidence Front de Seine, 41, quai du Havre, 76000 Rouen. Tél. : (35) 98.22.99.
● **Selfco** : 31, rue du Fossé-des-Treize, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 32.59.33.
● **Ouest Composants** : 5, rue Lesage, 35000 Rennes. Tél. : (99) 36.00.58.
● **Centre Electronique diffusion** : Z.I. 2, rue de l'Industrie, B.P. 2, 63800 Cournon d'Auvergne. Tél. : (73) 92.14.77

S.G.S. ATES

● **Euromail** : 8, rue du Port, 92000 Boulogne. Tél. : 603.12.72. – Z.I. rue Frédéric-Joliot, 13290 Aix-les-Milles. Tél. : (42) 26.58.11.

● **Gallec** : 29, rue Raymond-Losserand, 75014 Paris. Tél. : 322.70.85.

● **Nadis** : 94/98, rue Haxo, 75020 Paris. Tél. : 797.39.29.

● **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge. Tél. : 735.33.20.

● **Auverlec** : 2, rue de l'Industrie, Z.I. Cournon, 63002 Clermont-Ferrand Cedex. Tél. : (73) 92.14.77.

● **DEL** : 8, rue des Frères-Bertrand, 69632 Venissieux. Tél. : (78) 69.36.29. – Rue de l'Escaut, Z.I. de St-Appolinaire, 21000 Dijon. Tél. : (80) 71.57.45.

● **Delta Composants** : Z.I. rue Louis-Armand, 13290 Aix-les-Milles. Tél. : (42) 26.58.11.

● **Direct** : 151, rue de Constantine, 76000 Rouen. Tél. : (35) 98.17.98.

● **Hohl et Danner** : Z.I. Strasbourg-Mundolsheim, B.P. 11, 67450 Mundolsheim. Tél. : (88) 20.90.11.

● **Irsutti** : 25/27, rue du Mont-d'Arène, 51100 Reims. Tél. : (26) 88.31.29.

● **Malbec** : 17, rue du Luxembourg, Z.I., 37100 Tours 02. Tél. : (47) 54.43.96.

● **Serime** : B.P. 501, Z.I. A, 59113 Seclin. Tél. : (20) 95.92.72.

● **Spelec Composants** : 89, rue Riquet, 31000 Toulouse. Tél. : (61) 62.34.72. – 226/228, cours de la Somme, 33000 Bordeaux. Tél. : (56) 91.90.98.

SIEMENS

● **Asterlec/Avirex** : 5 bis, rue S.-Gryphe, 69007 Lyon. Tél. : 72.88.65.
● **Baltzinger et succursales** : 18/26, route du Gal-de-Gaulle, 67300 Strasbourg-Schiltigheim. Tél. : 33.18.52.
● **Cibot Radio** : 1 et 3, rue de Reuilly, 75580 Paris Cedex 12. Tél. : 346.63.76.
● **Del** : 45, rue Gabriel-Péri, 78210 St-Cyr l'École. Tél. : 460.65.70.
● **Delta Electronique** : Z.I., rue Louis-Armand, 13290 Les Milles. Tél. : 26.58.11.
● **Erel et succursales** : 6, rue Crozatier, 75012 Paris. Tél. : 345.80.80.
● **Euromail et succursales** : Z.I., rue Frédéric-Joliot, 13290 Les Milles. Tél. : 26.58.11.
● **Flagelectric et succursales** : 47, rue Jules-Verne, Z.I. du Brézet, 63100 Clermont-Ferrand. Tél. : 92.13.46.
● **O.R.T.A.M.** : 11, rue de Crouy, 59100 Roubaix. Tél. : 70.24.16.
● **R.T.D.** : 4, rue Yves-Toudic, 75010 Paris. Tél. : 208.61.72.
● **Sté d'Exploitation des Ets Stockelec et succursale** : 16/18, rue d'Alger, 72000 Le Mans. Tél. : 24.11.54.

LE SILICIUM SEMICONDUCTEUR SSC

● **Comerel** : 15, rue du Colonel-Delorme, 93100 Montreuil. Tél. : 374.50.98.
● **Gallec Electronique** : Centre Commercial, 40, rue des Fontenelles, 92000 Nanterre. Tél. : 774.76.86. – 29, rue Raymond-Losserand, 75014 Paris. Tél. : 566.92.89-734.25.65.
● **National Distribution** : 94/98, rue Haxo, 75020 Paris. Tél. : 797.39.29.
● **Spelec Composants** : 226/228, cours de la Somme, 33000 Bordeaux. Tél. : (56) 91.90.98. – 89, rue Riquet, 31071 Toulouse. Tél. : (61) 62.34.72.
● **Auverlec, Pierre Gouteyron S.A.** : 2, rue de l'Industrie, 63800 Cournon B.P. 49. Tél. : (73) 92.14.77.
● **Pellet et Solignac** : rue de l'Escaut, Z.I. de Dijon, St-Apollinaire, 21000 Dijon. Tél. : (80) 71.57.45. – 10, avenue de Romans, B.P. 38, 38360 Sassenage. Tél. : (76) 88.40.11.
● **Serime** : Z.I. A, B.P. 501, 59113 Seclin. Tél. : (20) 95.92.72.
● **Ets P. Gouteyron** : 17/21, rue Fulton, Z.I. Nord, 87100 Limoges. Tél. : (55) 37.42.81.
● **Docks Electroniques Lyonnais** : 8, rue des Frères-L. &-E.-Bertrand, 69632 Venissieux. Tél. : (78) 69.36.29.
● **Sté de Représentation et de Distribution** : 88, rue du Cdt-Mages, 13001 Marseille. Tél. : (91) 50.33.55-64.23.79.
● **Agence Silec de Metz** : 36, rue des Jardins, Ban-St-Martin, B.P. 1, 57023 Longeville-les-Metz. Tél. : (87) 30.39.39.
● **Rime** : rue de la Butée, B.P. 38, 44800 St-Herblain. Tél. : (40) 46.12.00.
● **Remi** : 18, rue Simon, 51100 Reims. Tél. : (26) 40.10.14-40.06.61-40.15-72.
● **Direct** : 151/153, rue de Constantine, 76000 Rouen. Tél. : (35) 98.17.98.
● **Monsieur Kinder, Agent** : 1, rue P.-Ristelhuber, 67100 Strasbourg-Meinau. Tél. : (88) 39.29.29-39.18.02.
● **St Malbec et Cie** : 17, rue de Luxembourg, Z.I., B.P. 78, 37002 Tours Cedex. Tél. : (47) 54.43.96.

SILICONIX

- **Almex** : Z.I. d'Antony, 48, rue de l'Aubépine, 92160 Antony. Tél. : 666.21.12.
- **Aquitaine Composants** : 30, rue Denfert-Rochereau, 33400 Talence. Tél. : (56) 80.24.70. – 119, rue des Fontaines, 31300 Toulouse. Tél. : (61) 42.78.82. – « Le Moulin Apparent », route de Paris, 86000 Poitiers. Tél. : (49) 88.60.50.
- **Ouest Composants** : 5, rue Lesage, 35000 Rennes. Tél. : (99) 36.00.58.
- **S.C.A.I.B.** : 80, rue d'Arcueil, 94150 Rungis. Tél. : 687.23.13.
- **Alrodis** : 40, rue Villon, 69008 Lyon. Tél. : (78) 69.59.52.
- **Balzinger** : 18/26, route du Général-de-Gaulle, 67300 Schiltigheim. Tél. : (88) 33.18.52.
- **Sanelec Electronique** : 7, rue de la Couture, Z.I. de la Pilaterie, 59700 Marcq-en Barœul. Tél. : (16.20) 98.92.13.

SOLITRON DEVICES INC.

- **Société Auctel** : 143, rue des Meuniers, 92220 Bagneux. Tél. : 664.10.50.

TELEDYNE PHILBRICK

- **Ets F. Feutrier** : rue des Trois-Glorieuses, 42270 Saint-Priest-en-Jarez. Tél. : (77) 33.33.89.
- **Dimel** : avenue Claude-Farrère, 83100 Toulon. Tél. : (94) 41.49.63.
- **Dimel S.E.** : voir auprès des Ets F. Feutrier à St-Priest-en-Jarez (ci-dessus).
- **Léanord** : 236, rue Sadi-Carnot, 59320 Haubourdin. Tél. : (20) 50.43.00.
- **Selfco** : 31, rue du Fossé-des-Treize, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 32.59.33.
- **Toutelectric** : 15/17, boulevard de Bonrepos, 31008 Toulouse Cedex. Tél. : (61) 62.11.33.
- **Ouest Composants** : 5, rue Lesage, 35000 Rennes. Tél. : (99) 36.00.58.

TEXAS INSTRUMENT

- **Fachot Electronique** : 5 bd Robert-Sérot, B.P. 321, 57007 Metz Cedex. Tél. : (87) 30.28.63.
- **Tekelec Airtronic** : 12, rue Gabriel-Fauré, 35000 Rennes. Tél. : (99) 50.62.35. – 281, route d'Espagne, 31300 Toulouse Cédex. Tél. : (61) 40.24.90-40.38.77. – Cité des Bruyères, rue Carle-Vernet, B.P. 2, 92310 Sèvres. Tél. : 027.75.35. – 69, rue Bataille, 69008 Lyon. Tél. : (78) 74.37.40. – 4, rue Fischart, 67000 Strasbourg. Tél. : (88) 61.06.43. – Beaumanoir 7, allée des Lilas, 13100 Aix-en-Provence. Tél. : (91) 27.66.45.
- **P.E.P.** : 4, rue Barthélémy, 92120 Montrouge Tél. : 735.33.20.
- **Radio-Voltaire** : 7, avenue Parmentier, 75011 Paris. Tél. : 379.50.11.
- **Radialex** : 74, rue Vendôme, 69457 Lyon Cédex 3. Tél. : 89.45.45.
- **Eltec** : 58, rue Dammartin, 59100 Roubaix. Tél. : (20) 70.56.19-70.34.43.
- **Tisco France** : 9, place de Bretagne, 35000 Rennes. Tél. : (99) 79.54.81. - L'autan, 100, allée de Barcelone, 31500 Toulouse. Tél. : (61) 21.30.32. – La Boursidière, Bât. A, R.N. 186, 92350 Le Plessis Robinson. Tél. : 630.23.43. – 1, avenue de la Chartreuse, 38240 Meylan. Tél. : (76) 90.45.74/49.72. – 31 quai Rambaud, 69002 Lyon. Tél. : (78) 37.35.85. – B.P. 5, 06270 Villeneuve-Loubet. Tél. : (93) 20.01.01.
- **Tarbelec** : 45, bis, place du Foirail. 65090 Tarbes. Tél. : (62) 93.10.82.
- **Revimex** : 23, bd Victor-Hugo, 44010 Nantes Cedex. Tél. : (40) 47.89.05. – 3 bis rue Kitchener, 22104 Dinan. Tél. : (96) 39.09.97.
- **Parinor** : 104, rue de Maubeuge, 75010 Paris. Tél. : 878.65.55-526.50.24.
- **Industrielle Electronique** : 19, rue Louis-Grobet, 13001 Marseille. Tél. : (91) 50.52.06.
- **Euromail**: Z.I. rue Frédéric Joliot, 13290, Aix-les-Milles. Tél. : (42) 26.58.11.
- **Castor** : 45, rue de Cronstadt, 75015 Paris.
- **E.I.S.** : 17, avenue Henri-Barbusse, 94240, L'Hay-les-Roses.

ZILOG

Mandataire :

- **A 2 M** : 40, rue des Tilleuls, 92100 Boulogne. Tél. : 603.66.40.

Agents :

- **Comtec** : 69850 St-Martin-en-Haut. Tél. : (78) 48.61.87.
- **C.E.I.S.** : 120, avenue Pierre Latécoère, 31700 Blagnac. Tél. : (61) 49.23.49.
- **Vernières** : 56390 Grand-Champ. Tél. : (16.97) 66.77.58.

Analyse

Les perturbations de tous ordres présentes dans l'environnement, ainsi que la multiplication des réseaux matériels ou radioélectriques destinés au transport des formes les plus diverses d'énergie, commencent à poser des problèmes sérieux à tous les concepteurs de la télécommunication. Les plus exposés aux méfaits de ce genre sont évidemment les réseaux publics mais le danger réside plutôt dans l'immédiat, au niveau des transports d'information intégrés à des dispositifs fixes ou mobiles. L'aéronautique, l'informatique, la télémétrie et même la médecine sont, parmi les principales disciplines, celles dont l'information ou la mesure ne peuvent accepter la moindre dégradation d'origine étrangère.

L'évolution des télécommunications grâce à la « photonique » et aux fibres optiques

Il semble que ce soit le souci de garantie dans la communication qui tende à écarter l'électron avec son support métallique ou hertzien au profit du photon et des guides d'ondes optiques. Ces guides, appelés « fibres optiques », font depuis quelques années l'objet de recherches, mais aussi d'interrogations sur ce qu'il y a lieu d'en attendre.

A priori, même si le progrès promet à ce type de conducteur une évolution de ses performances, il ne pourra probablement pas remplacer totalement le conducteur électrique classique, malgré ses possibilités limitées et ses défauts. Le fil métallique est sensible aux champs environnants et, même en structure coaxiale, sa capacité reste faible devant les exigences modernes. La bande passante d'une fibre optique atteint 400 MHz/km, alors que le câble coaxial courant n'offre qu'une B = 20 MHz/km.

Dans une étude effectuée par un ingénieur américain, Howard W. Markstein, la supériorité des fibres optiques a été démontrée pour 44 applications mais l'auteur en admet sept comme étant immmédiatement applicables et rentables :

1) supports communs téléphonique et non téléphonique
2) distribution TV en vidéo
3) station de contrôle de satellites
4) automation industrielle discrète
5) process control
6) informatique
7) applications militaires.

Dans l'immédiat, un certain nombre d'installations expérimentales peuvent être signalées.

A Atlanta (Georgie) la Bell Labs a installé un réseau de 144 fibres sur 600 mètres. Les conducteurs sont groupés en douze bandes de douze fibres parallèles et chaque paire peut transmettre au moins 650 conversations en duplex.

A New York, quartier de Manhattan, une distribution TV par câblage optique a été réalisée pour 10 000 abonnés en partant d'un récepteur UHF placé juste au-dessous de l'antenne montée en haut d'un building. Le centre de distribution, situé 34 étages au-

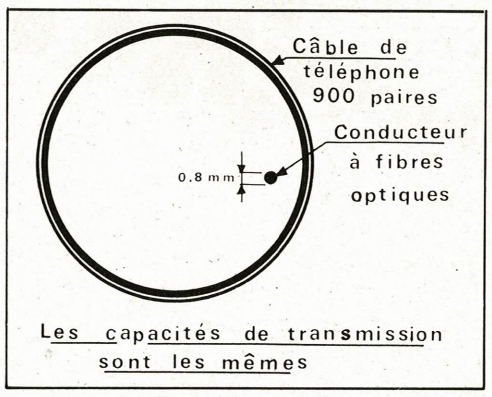


Fig. 1

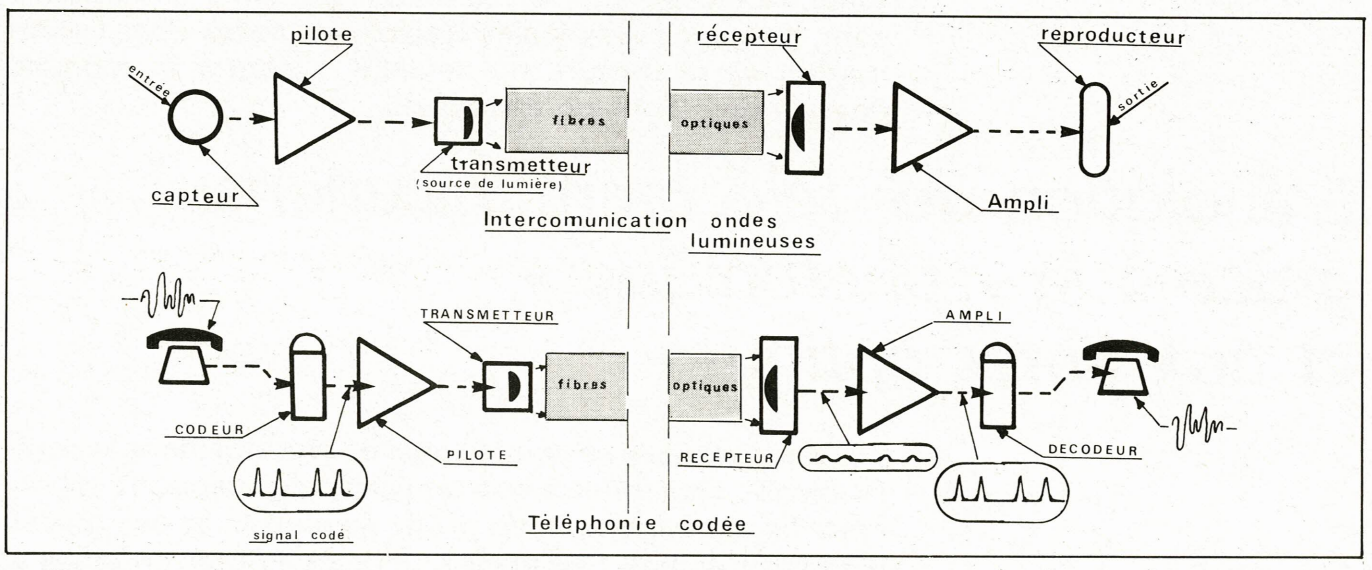


Fig. 2

dessous est relié au récepteur à travers un câble à six fibres de 240 mètres de long. Il peut transmettre 1000 signaux vidéo, alors qu'une coaxiale ne pouvait en assurer que 40.

A New London, un câble à fibres optiques de 40 mètres a été installé pour raccorder un sonar à son récepteur de visualisation. Cette application requiert en effet une liaison particulièrement protégée des parasites nombreux qui l'entourent. Le poids du câble électrique classique à protection spéciale aurait été 80 fois plus élevé que celui de la solution adoptée, tout en offrant une capacité de transmission beaucoup plus faible. Pour illustrer cette différence, nous avons, sur la **figure 1** dessiné l'équivalence, en capacité de transmission, d'un câble téléphonique à paires et d'une fibre optique avec l'indication des diamètres respectifs.

Un peu d'optoélectronique et de physique

La transmission et la conversion des informations optiques aboutissent bien évidemment à des dispositifs électroniques classiques, précédés ou suivis de traducteurs lumière-courant ou courant-lumière. La **figure 2** représente en deux schémas la méthode de communication mise à profit dans les circuits à guide d'ondes optiques. Du côté émission on fait usage de convertisseurs courant-lumière du type diode électroluminescente (LED en abréviation anglaise) ou du type laser-diode (ILD). Du côté réception, la traduction lumière-courant s'effectue à partir d'un détecteur constitué d'une diode, d'un phototransistor ou d'un photomultiplicateur. Généralement ce sont les diodes du type PIN ou APD qui offrent, pour le moment, les meilleures possibilités (1). Avec les premières, on dispose d'une sensibilité préférentielle dans la gamme 0,75 – 0,95 μ de longueur d'onde qui correspond à celle des LED. L'avantage des secondes réside surtout dans leur bande passante élevée, alliée à un gain important.

Mais pour l'électronicien le mystère se situe plutôt au niveau du conducteur et de sa connexion ou de son interconnexion. Il n'est donc pas inutile de savoir à quelles lois répondent ces conducteurs de lumière que la technologie semble seulement découvrir. Le mieux, c'est de constater par soi-même ce qu'est en fait une fibre optique. Déjà de nombreux magasins d'objets d'art proposent des faisceaux de fibres de verre, éclairées par leurs extrémités inférieures, dans une sorte de virole renfermant quelques lampes de couleurs différentes. Les extrémités de ces fibres offrent alors un ensemble de points lumineux dont l'effet est décoratif. C'est le même phénomène qui est utilisé pour colorer les jets des fontaines lumineuses. Dans les cours de physique anciens on matérialisait le trajet d'une veine lumineuse depuis une boîte remplie d'eau **(fig. 3)** dans laquelle on plongeait une ampoule électrique (alimentée en basse tension). Par un trou de 3 à 4 millimètres l'eau s'écoule en « emprisonnant » le rayon lumineux issu de l'ampoule. C'est une fibre optique dans laquelle la conduction du flux lumineux se fait par « réflexions totales successives ».

Ce qui se réalise ainsi dans une veine d'eau peut très bien se concevoir dans de nombreuses substances liquides et solides pour peu qu'elles soient transparentes et affectées d'un indice de réfraction différent de celui du milieu environnant. Dans le cas de notre expérience, l'eau sort dans l'air et les conditions sont remplies. La même

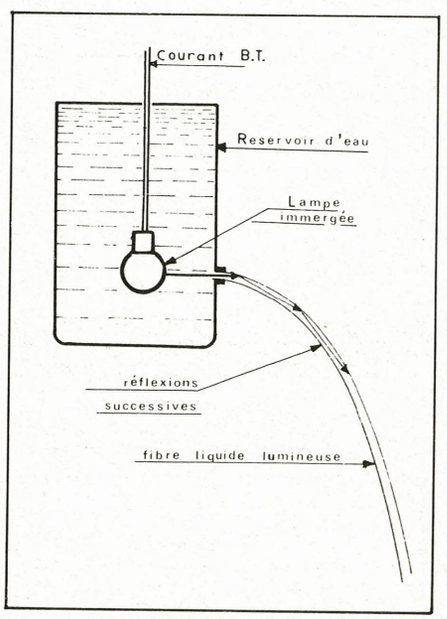


Fig. 3

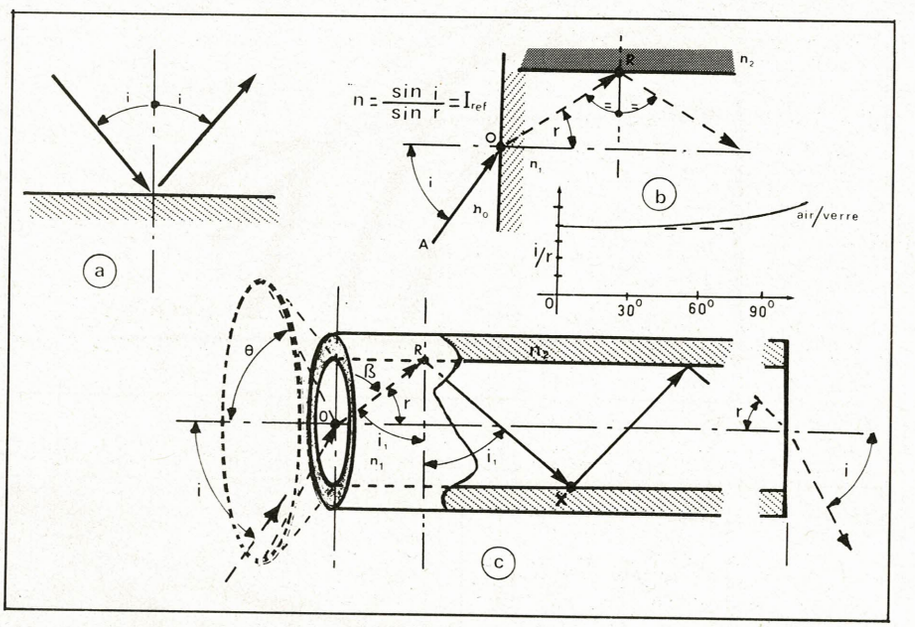


Fig. 4. – Sur la courbe (b), on voit que i/r est constante pour les petits angles et varie pour les grands. A titre indicatif, voici quelques valeurs de n : verre : 1,5 à 1,9 ; quartz fondu : 1,46 ; glycérine : 1,47 ; acide oléique : 1,46 ; eau : 1,33.

chose se produit si le conducteur, on dit le cœur, est en verre enrobé d'une substance dont l'indice de réfraction possède une valeur inférieure. Un verre d'une autre qualité ou un polymère peuvent faire l'affaire mais un simple jonc de résine acrylique (plexyglass) dans l'air ambiant se comporte en conducteur de lumière.

– Comment fonctionne-t-il ?

– Un rayon lumineux qui frappe une surface polie (transparente ou non) se réfléchit selon un angle équivalent à celui avec lequel il atteint la dite surface **(fig. 4a)**.

Si la surface est transparente il y a toujours réflexion mais le rayon se « réfracte » dans la matière qui se trouve derrière selon un angle **r** **(fig. 4b)**. Appelons cette matière « n_1 » et imaginons que le rayon réfracté OR rencontre une seconde matière appelée « n_2 ». Le rayon se réfléchit en formant également un angle **r** (c'est la géométrie qui le dit). Nous aboutissons à la **figure 4c** si l'on imagine que n_1 est entourée de n_2 et le processus continue. La fibre optique est ainsi créée et à l'autre extrémité le rayon sort en reprenant la direction relative qu'il avait en entrant.

On peut considérer que le rayon lumineux appliqué à l'entrée d'un conducteur de 50 μm peut décrire ainsi environ 3 000 cycles tous les 30 cm. Ce nombre augmente en raison directe de la diminution du diamètre du cœur.

Une relation importante existe entre la valeur de l'incidence et celle de la réfraction selon les principes identiques exprimés par Willebrod Snell (1621) et Descartes (1638). Appliquées au cas des fibres optiques, les lois de Snell/Descartes aboutissent à la conclusion que le rapport des angles **i** et **r** caractérise l'indice de réfraction du milieu ou le rayon est réfracté n_1. Ce qui s'écrit :

$$\frac{\sin \mathbf{i}}{\sin \mathbf{r}} = n_1$$

en admettant que l'entrée se fait dans l'air dont l'indice de refraction, n_0, est égal à l'unité. En examinant ensuite la réflexion totale subie par le rayon OR, on applique l'autre principe de Descartes qui dit :

$$\sin \beta = \frac{n_2}{n_1}$$

La valeur de β est conditionnée par n_1 et par i qui peut prendre une dimension maximum θ. Cet angle de révolution forme un cône appelé ouverture relative et que nous noterons par ses initiales anglo-saxonnes N.A. (numerical aperture). L'angle θ est caractérisé par son sinus :

$$\sin \theta = n_1 \cdot \cos \beta$$

puisque, selon la trigonométrie élémentaire,

$$\cos \beta = \sqrt{1 - \left(\frac{n_2}{n_1}\right)}$$

En résolvant, on obtient la valeur de N.A.

$$\sin \theta = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$$

Ce sont les équations fondamentales de la théorie des conducteurs d'ondes optiques.

Conditions d'emploi

Au même titre que les conduites d'énergie électrique doivent répondre, en dehors de la loi d'Ohm, à certaines conditions d'impédance et de qualifications mécaniques et thermiques, les guides d'ondes optiques sont soumis à des impératifs de fonctionnement dynamique.

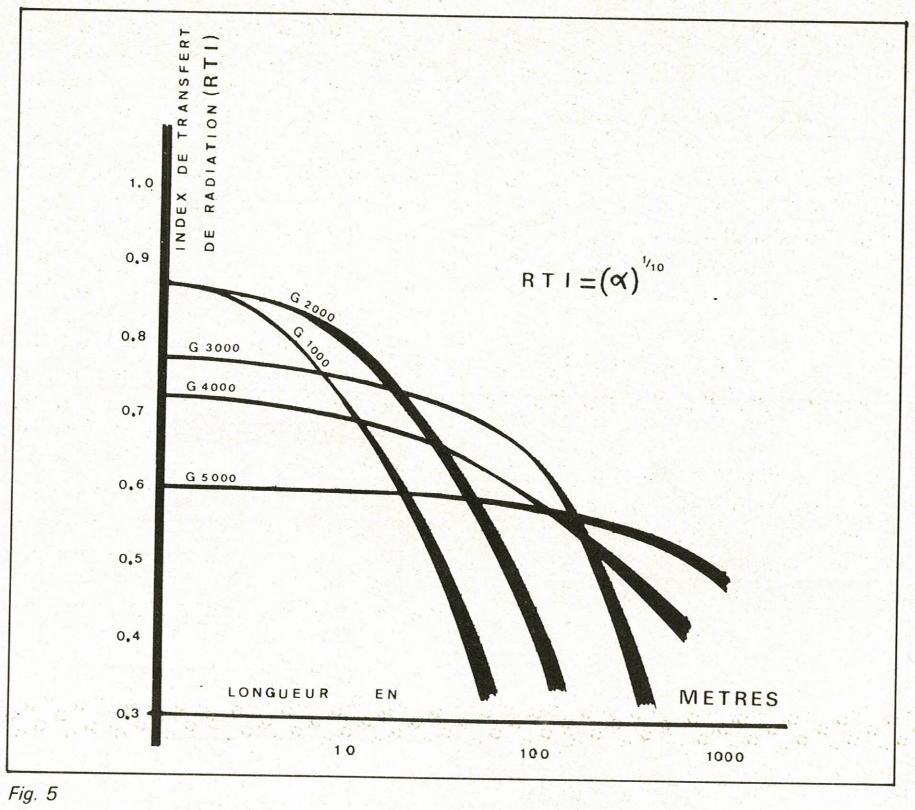


Fig. 5

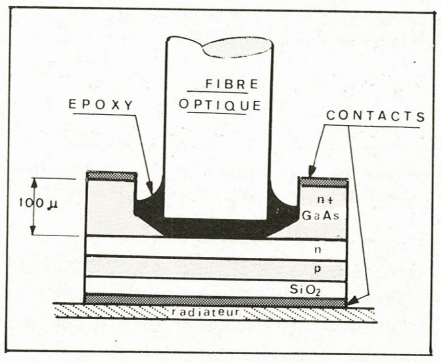


Fig. 6

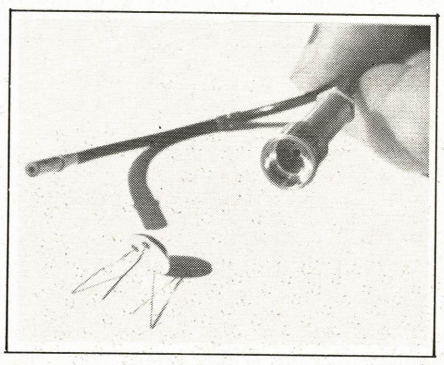


Fig. 7 a

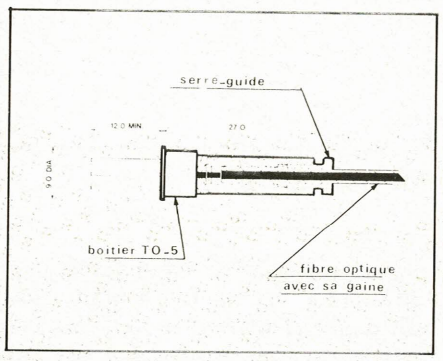


Fig. 7 b

La loi de Lambert Beer, qui définit les conditions d'absorption d'un rayon lumineux par certains obstacles a été mise à profit par un producteur de fibres (Galileo Electro Optique, représenté en France par Tecknis) pour déterminer l'énergie recueillie dans une fibre excitée par un émetteur LED.

I étant l'intensité reçue et I_o celle qui est émise, la relation applicable est $I = I_o \cos \theta$. Les techniciens de la firme précitée aboutissent à la conclusion que la fraction de la puissance totale émise et captée par la fibre est proportionnelle au carré de l'ouverture numérique.

Partant de ces conditions, Galileo fait usage d'un nouveau paramètre pour qualifier ses fabrications : l'index de transfert de radiation (RTI en abréviation américaine) avec lequel on peut prédéterminer les performances d'une installation. Le RTI a une dimension précise donnée par :

$RTI = (\alpha)^{1/10}$

α est une valeur caractéristique représentant le nombre de photons transférés d'un système optique vers le détecteur de réception. Le nombre de photons est déterminé par l'expérience entre le seuil de pertes nulles $\alpha = 1$ et celui de l'obturation complète $\alpha = 0$

Traduits en décibels (dB) la relation initiale donne :

$RTI = 10^{-dB/100}$

$dB = -100 \text{ Log } RTI$

Les productions de cette firme prises comme exemples permettent de tracer les courbes de la **figure 5** relatives à cinq types de conducteurs.

La connexion avec les conducteurs optiques

La dégradation de l'énergie transmise sur un circuit photonique dépend donc de la nature des composants du conducteur (verre, silice plus ou moins pure ou dopée, polymères) ainsi que de sa structure. Chaque conducteur est, par défaut originel, affecté d'une perte caractéristique qui se mesure en dB au kilomètre. Toutefois, cette indication n'est que relative et ne peut suffire, nous venons de le voir, à qualifier une installation.

La longueur d'onde transmise, ainsi que le « mode » de transmission influent sur le résultat, mais la manière dont l'énergie est conservée aux divers points critiques est un facteur extrêmement important. En bref : c'est au niveau de la connexion que se joue le succès ou l'échec.

La « résistance de contact » si l'on peut dire, joue en photonique un rôle prépondérant et c'est sur ce point que la dextérité du monteur doit s'exercer. La connexion entre la fibre et son injecteur de signaux par exemple est assez difficile à réaliser et la **figure 6** en fait ressortir les éléments capitaux. Les surfaces en contact sont de l'ordre du **micron carré** et la façon dont elles

Liste de fournisseurs

I – Conducteurs de lumière en fibres optiques

– Câbles de Lyon
170. quai de Clichy
92111 Clichy

– Corning Glass Work
Corning N.Y.
14830 USA

– Dolan-Jenner Industries
Blueberry Hill Road Box 1020
Woburn Mass., 01801 USA

– Du Pont Co.
Wilmington
DE 19898 USA

– Fiber Communications Inc.
391 Lakeside Ave.
Orange N.J. 07050 USA

– Fort Z.I. « La Gaudrée »
5, rue Lambert
91410 Dourdan

– IRT (fibres polymères)
7650 Convoy Court
San Diego CA, 92111 USA

– ITT Electro Optical Div.
7635 Plantation Rd.
Roanoke, VA 24019 USA

– Quartz et Silice
B.P. 25
77140 Nemours

– Rank Optics
33 bd Dubreuil
91400 Orsay

– RMP (Valtec USA)
18, rue d'Arras
92000 Nanterre

– Schott
128, bd Haussmann
75008 Paris

– SORO (Meret Inc.)
26, rue Berthollet
94100 Arcueil

– Teknis (Galileo USA)
37, rue Rouget de Lisle
92150 Suresnes

II – Accessoires pour fibres optiques

– AMP-France
29, Chaussée Jules-César, B.P. 39
95301 Pontoise

– Amphenol
131 av. Aristide-Briand
92120 Montrouge

– ATI
134, av. Marcel-Cachin
92320 Chatillon

– Belling Lee Ltd. (Arnould Electro Industries)
Great Cambridge Rd.
Enfield Middlesex England EN 1 3 RY

– Burndy Corp. Richards
Av. Normalk
CT 06856 USA

– Câbles de Lyon (voir I)

– Centronic Laser Optronic
5, rue Dolimier
91320 Wissous

– Combined Optical Industries Ltd, 200 Bath Rd.
Slough Bucks, SL 1 4 DW GB

– Fort (voir I)

– GTE Sylvania
189, « B » street, Needham Heights
MA 02194 USA

– Kurt Eichweber Schotzenstrasse
75-85 D 2000, Hambourg 50

– Radial Optall
101, rue Philibert-Hoffmann, Z.I. Ouest
93116 Rosny-sous-Bois

– RMP (voir I)

– Rank Optics (voir I)

– Saelectro Corp.
225, Hoyt St.
Mamaroneck NY 10543 USA

– Schott (voir I)

– Socapex
10, bis quai Léon Blum
92150 Suresnes

– SORO (Meret Inc.) (voir I)

– Teknis (voir I)

– TRT
5, av. Réaumur
92350 Le-Plessis-Robinson

III – Accessoires et matériels optoélectroniques

– Fairchild
121, av. d'Italie
75013 Paris

– General Electric
42, av. Montaigne
75008 Paris

– Laser Diode Labs
205, Forrest St.
Metuchen NJ 08840 USA

– Laser Optronic Centronic
5, rue Dolimier
91320 Wissous

– Oriel Gmbh
Im Tiefen See
58 D-6100 Darmstadt

– RCA Radio Equipement Antarès
9, rue Ernest-Cognac
92300 Levallois-Perret

– RTC
130 av. Ledru-Rollin
75540 Paris Cedex 11

– Thomson-CSF
50, rue J.-P. Timbaud
92403 Courbevoie

sont réglées conditionne la valeur de la perte supplémentaire à compter. Sur la **figure 7a** on voit l'élément de liaison d'un conducteur avec un phototransistor proposé par Centronic. En **b**, le détail du montage est figuré en coupe.

D'une manière générale, dans l'état actuel de la technique, le cœur de la fibre est exécuté en silice ou en verre dont la composition est assez variable. La mise en coïncidence de deux sections de fibre, ou d'une fibre avec un composant optoélectronique, exige des faces de contact parfaitement planes et sans souillure. Aux sections considérées, quelques microns, il ne peut être question de façonnage et c'est pourquoi on a imaginé des systèmes provoquant la fracture instantanée, plane et perpendiculaire à l'axe des fibres à raccorder.

L'alliance technique industrielle (ATI) fabrique un outil de ce genre appelé « Infocut » avec lequel on obtient des résultats fiables sur des monofibres gainées de 100 à 600 μm. De même,

les Câbles de Lyon, société distribuant les produits Corning Glass Work, développent, parallèlement aux connecteurs mono et multifibres **(fig. 8)** un kit d'outillage comportant une pince de coupe avec laquelle on obtient des faces de contact juxtaposables **(fig. 9)**.

Certaines théories, issues des vieux principes de microscopie, préconisent l'application complémentaire de produits de contact ou de collage tels l'huile de ricin et certaines colles « Epo Tek ». Elles sont souvent combattues et la vérité n'est pas encore établie. Nous nous garderons de prendre parti pour le moment.

Conclusion

Cette étude succinte d'une technologie en pleine expansion ne peut épuiser un sujet porteur de grands espoirs. Il est beaucoup trop tôt pour esquisser une quelconque spéculation, mais le dépôt des 62 brevets actuellement exploités aux USA depuis 1972 serait de nature à attirer l'attention sur une science, pourtant connue depuis l'antiquité, mais dont l'homme du XXe siècle n'aura pris conscience qu'en raison des méfaits résultant de jeunes découvertes encore insuffisamment expérimentées.

P.L. Grenier

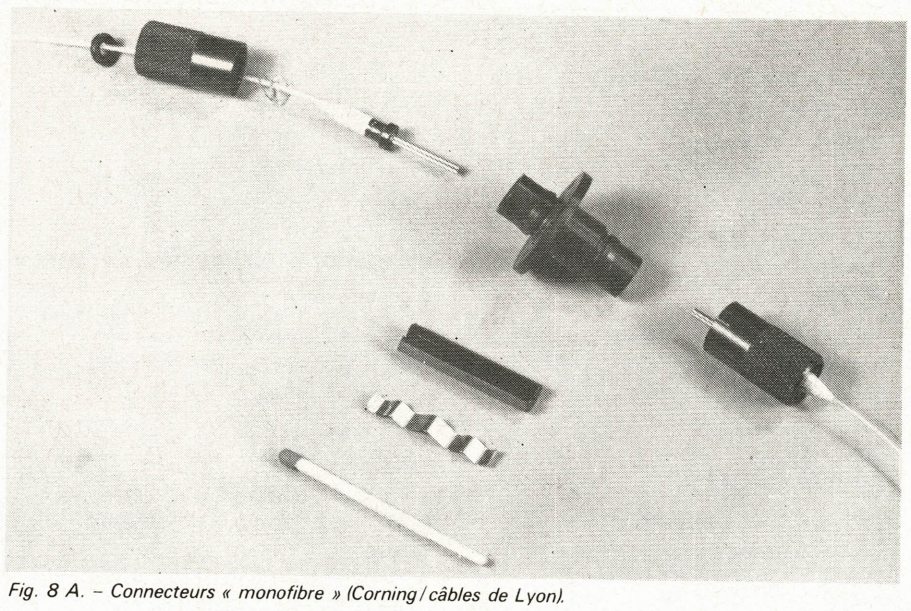


Fig. 8 A. – Connecteurs « monofibre » (Corning / câbles de Lyon).

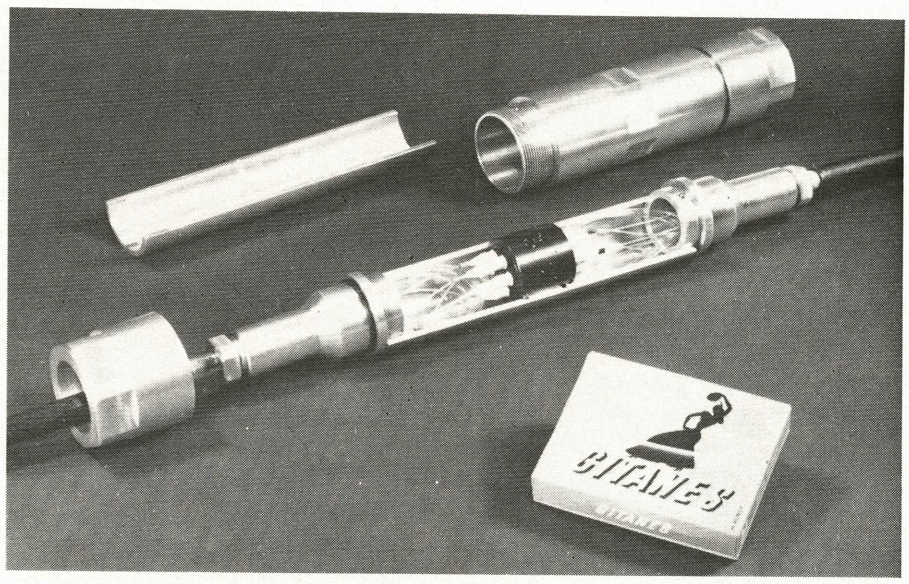


Fig. 8 B. – Connecteurs « multifibres » (Corning / câbles de Lyon).

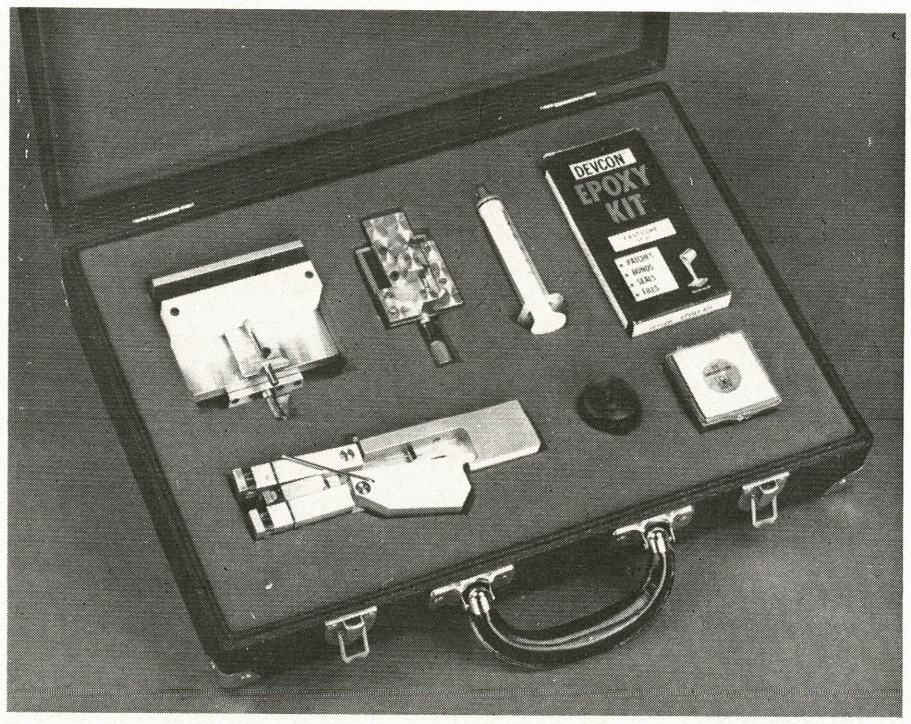


Fig. 9

composants

Après avoir étudié dans notre précédent numéro, la théorie des diodes et leur utilisation en redressement, nous allons maintenant nous intéresser aux circuits de stabilisation, suite logique du redressement, puis à l'emploi de diode en commutation et enfin quelques exemples d'utilisations concluront cet article sans pouvoir épuiser le sujet.

Diodes et diodes zener

Circuits de stabilisation

Les ensembles à semi-conducteurs fonctionnent avec une alimentation en courant continu. Bien que l'idéal soit l'utilisation de piles ou d'accumulateurs, cette solution ne peut être envisagée que pour du matériel portable ou du matériel de secours. Par contre, pour des montages nécessitant des courants importants ou des tensions particulières (48 V par exemple), il devient plus simple et plus économique d'utiliser le courant secteur.

Après la transformation de tension et le redressement on dispose d'une composante continue intéressante, mais imparfaite car sujette aux variations de tension du secteur. De plus, une telle source d'alimentation se particularise par une résistance interne relativement élevée. Il s'ensuit que lors d'un appel de courant, la tension s'effondre, ce qui peut provoquer distorsions, blocages, erreurs, etc. La stabilisation permet de réduire l'influence des variations « secteur » et de diminuer la résistance interne dynamique ($\Delta U/\Delta I$) de l'alimentation.

1. Caractéristiques d'un circuit stabilisateur

Appelons V_e la tension d'entrée du stabilisateur et V_s la tension de sortie, stabilisée ; R_{ch} désigne la résistance de charge, T la température en °C, I_{ch} le courant circulant dans la charge.

La tension de sortie V_s peut varier de ΔV_s pour trois raisons :

a) en raison d'un ΔV_e dû à une variation de tension secteur ;

b) en raison d'un ΔV_e dû à une variation de courant I_{ch} ;

c) en raison d'une variation de la température.

Cela nous permet de définir :

- Le facteur de stabilisation amont f_1

f_1 est défini comme le rapport $\Delta V_e/\Delta V_s$, ΔV_s étant dû aux variations secteur.

f_1 est donné pour un courant I_{ch} et une température T constants.

Plus f_1 augmente pour un ΔV_e donné, meilleure est la stabilisation.

- Le facteur de stabilisation aval f_2

f_2 est défini comme le rapport $V_s/\Delta V_s$, ΔV_s étant dû aux variations de ΔV_e, celles-ci étant dues aux variations du courant I_{ch}. f_2 est donné pour une température constante. Plus f_2 croît, meilleure est la stabilisation.

- La résistance de sortie R_s

R_s est le rapport de ΔV_s (dû aux variations de I_{ch} comme ci-dessus) à ΔI_{ch}.

$$R_s = \frac{\Delta V_s}{\Delta I_{ch}}$$

- Le coefficient de température α

On définit $\alpha = \Delta V_s/\Delta T$, avec ΔV_s dû uniquement à une variation de la température (donc pour V_e et E_{ch} constants). Ce coefficient peut être positif ou négatif.

De toutes ces définitions, on peut immédiatement poser :

$$\Delta V_{SG} = \Delta V_s \text{ (var. secteur)} + \Delta V_s (\Delta I_{ch}) + \Delta V_s (\Delta T)$$

et si l'on écrit : $f_G = V_s/\Delta V_{SG}$, il devient

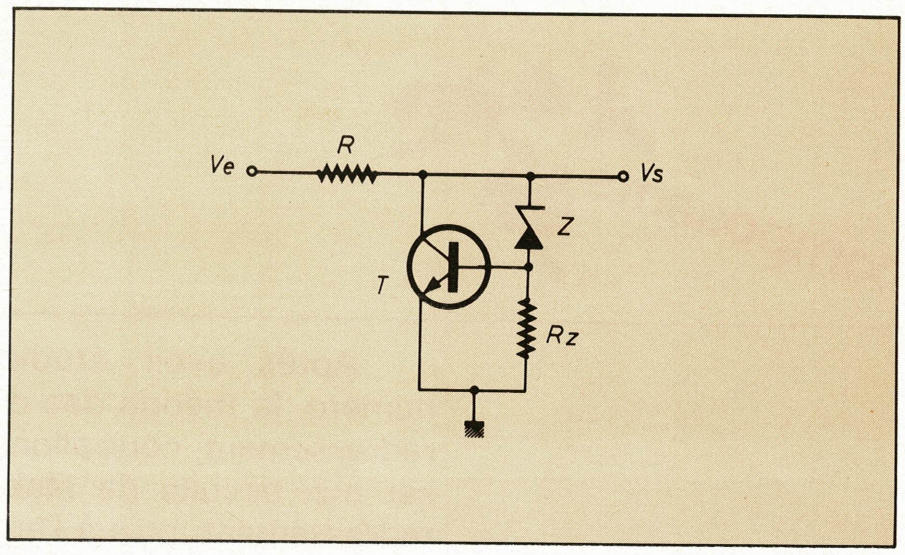


Fig. 4

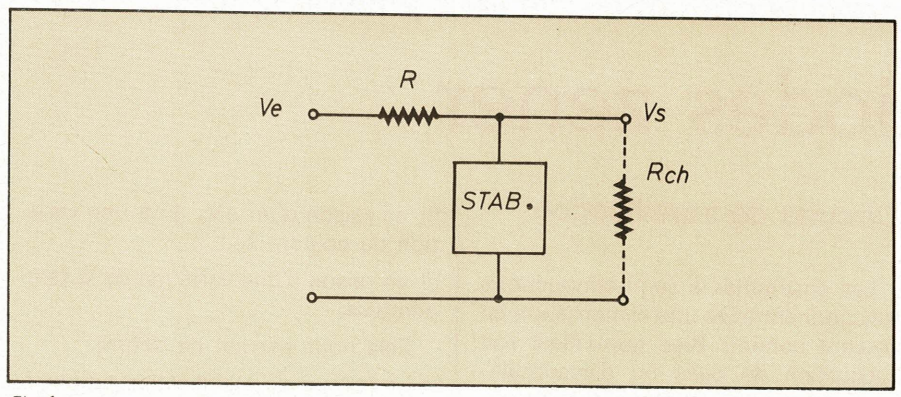


Fig. 1

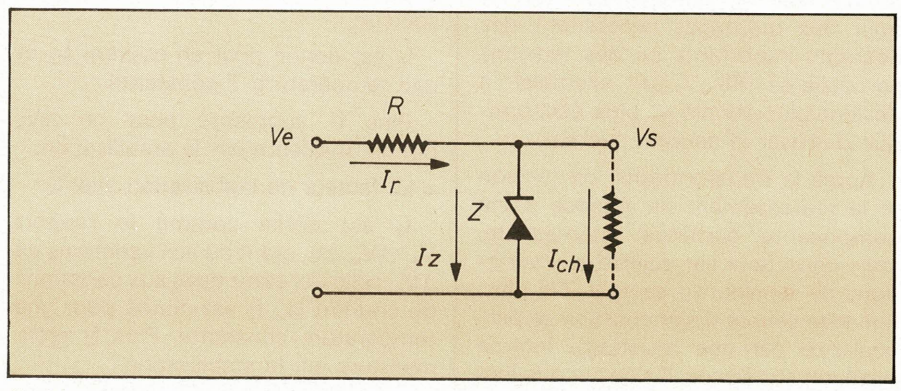


Fig. 2

alors facile d'exprimer la stabilisation résultant de plusieurs systèmes mis en série :

$$f_G = f_{G1} \cdot f_{G2} \cdot \ldots f_{Gn}$$

● Le taux de ronflement en sortie

A la tension continue présente à l'entrée du stabilisateur se superpose une tension de ronflement U_e due à l'imperfection du filtrage par condensateurs. A la sortie du stabilisateur, on retrouve une tension de ronflement V_s et l'on définit le taux de ronflement en sortie comme le rapport U_s / V_s.

● Le facteur de filtrage

Avec les mêmes notations que ci-dessus, on définit le facteur de filtrage comme étant le rapport U_e / U_s. Plus ce rapport augmente, meilleur est le stabilisateur.

2. Stabilisation parallèle

Dans cette configuration, le stabilisateur est en parallèle sur la charge **(fig. 1)**.

Le principe est de faire passer dans R un courant presque constant, ce qui oblige d'avoir I_{ch} petit devant I_z, la diode Z et la résistance R formant un pont diviseur.

En pratique, on donne à R la valeur $V_e - V_z / I_R$, soit $V_e - V_s / I_R$ avec V_z, tension de zener et I_R le courant passant dans R, à vide (sans charge).

Puis, on suppose que V_e varie de ± 10 %. On en déduit les valeurs limites de R. On considère ensuite la plus faible valeur trouvée de R et la plus grande tension V_e ($V_{e\,nom}$ + 10 %). On en déduit le courant maximum, à vide, c'est-à-dire le courant maximum qui passera dans la diode Z. Cela permet de calculer la puissance maximale $P_{z\,max} = V_z \cdot I_{R\,max}$ que devra dissiper la diode.

Si l'on considère V_z constant, on peut écrire :

$$\Delta IR = \frac{\Delta VR}{R} = \frac{\Delta Ve}{R}$$

Or la résistance dynamique de la diode zener s'écrit $r_d = \Delta V_z / \Delta I_z$ dont $\Delta V_z = r_o (\Delta V_e / R)$ (la sortie n'est pas chargée).

D'où le rapport de stabilisation :

$$f_1 = \frac{\Delta V_e}{\Delta V_s} = \frac{\Delta V_e}{\Delta V_z}$$

Ce rapport peut dépasser 100 facilement.

Pour obtenir la meilleure stabilisation, il faut V_e grande devant V_s et r_d la plus faible possible.

Supposons maintenant la sortie chargée. Un courant I_{ch} existe donc et on écrit :

$$R = \frac{V_e - V_s}{I_R} = \frac{V_e - V_s}{I_z + I_{ch}}$$

On calcule comme précédemment Pz max pour savoir si la diode zener peut supporter cette puissance. Et enfin, on constate que moins la charge consomme (en moyenne), meilleure est la régulation ; (il faut donc $I_{ch} << I_z$) et une modification de V_e ne modifie pas beaucoup la dissipation de la diode et la qualité de la régulation.

Cette stabilisation ne pouvant s'appliquer qu'à de faibles courants, il faut utiliser un transistor pour pouvoir

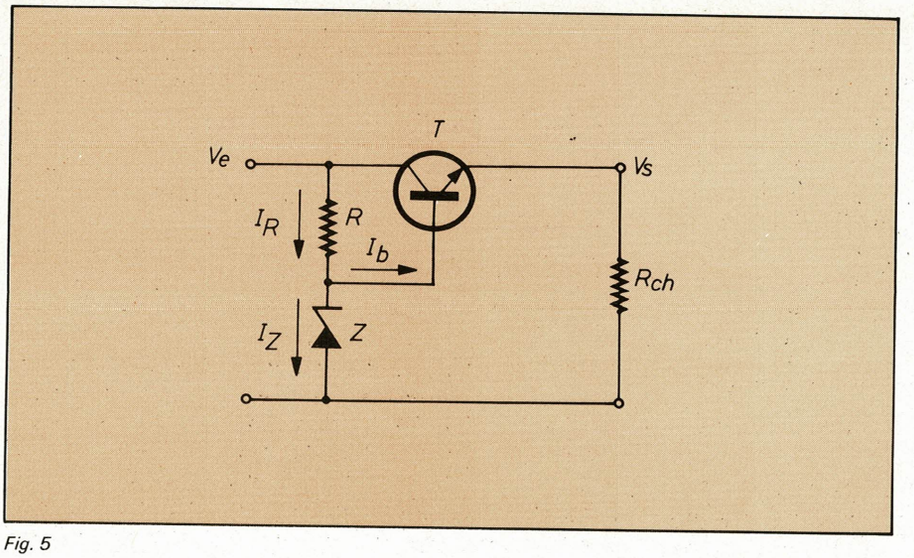


Fig. 5

augmenter les possibilités de dissipation **(fig. 3 et 4)**. L'efficacité est celle d'une diode zener de forte puissance avec l'avantage d'une stabilité de diode zener de faible puissance.

3. Stabilisation série

Si le fait de dissiper de la puissance au repos est une gêne, on envisage un stabilisateur série dans lequel le transistor est en série avec la charge **(fig. 5)**. La puissance dissipée est donc liée à la puissance demandée par la charge.

La diode zener Z alimente sous courant constant la base du transistor T monté en collecteur commun. Comme la résistance de charge du transistor est la charge elle-même, il faut une charge minimum en permanence afin de polariser convenablement T. Il ne faut donc pas réaliser des mesures « à vide ». D'autre part, on n'oubliera pas deux évidences : V_s est inférieure à V_z de 0,6 V à 0,8 V pour tenir compte de la jonction base émetteur du transistor ; et la tension zener doit être inférieure à V_e.

Lorsque le courant passant dans la charge veut augmenter, la tension de sortie tend à baisser. La tension base-émetteur décroît donc la tension collecteur-émetteur décroît, ce qui entraîne la remontée de la tension de sortie.

Le transistor dissipe une puissance P :

$$P \simeq \frac{Ve - Vs}{Ich}$$

et il doit avoir un gain en courant suffisamment élevé afin de ne pas « trop en demander » à la diode zener. D'où l'utilisation de darlingtons afin de faire travailler le plus possible la zener sous un courant constant, indépendant du courant passant dans la charge **(fig. 6)**.

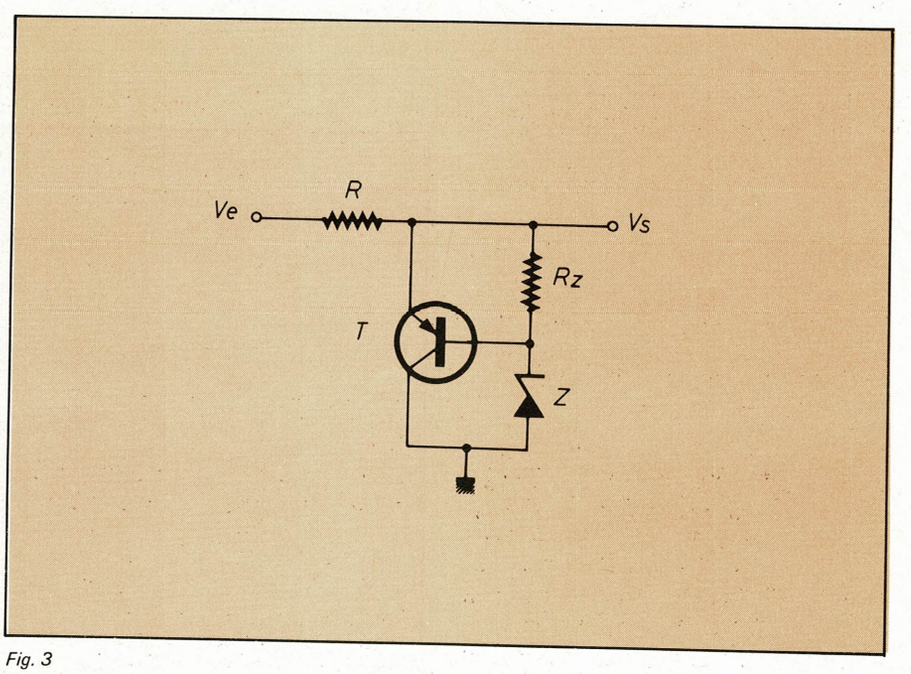


Fig. 3

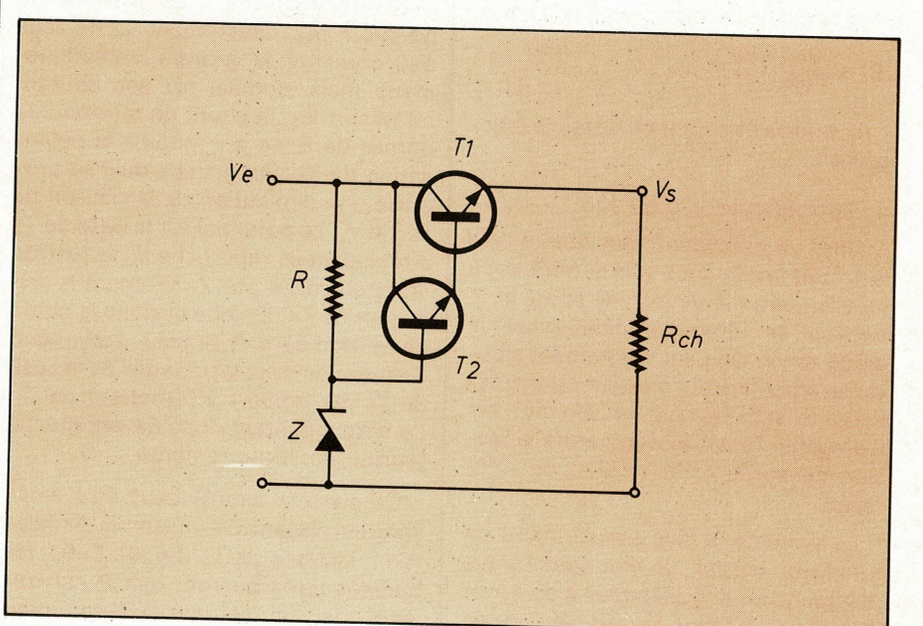


Fig. 6

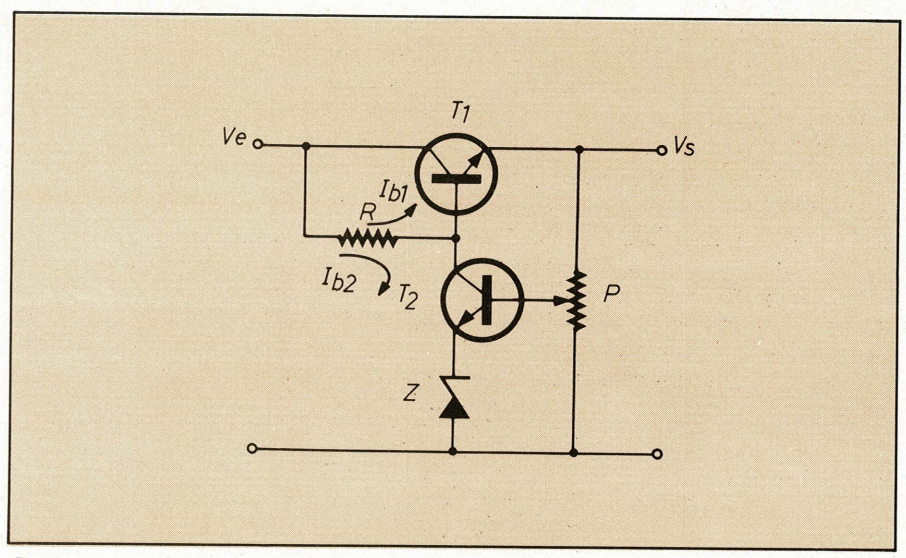


Fig. 7

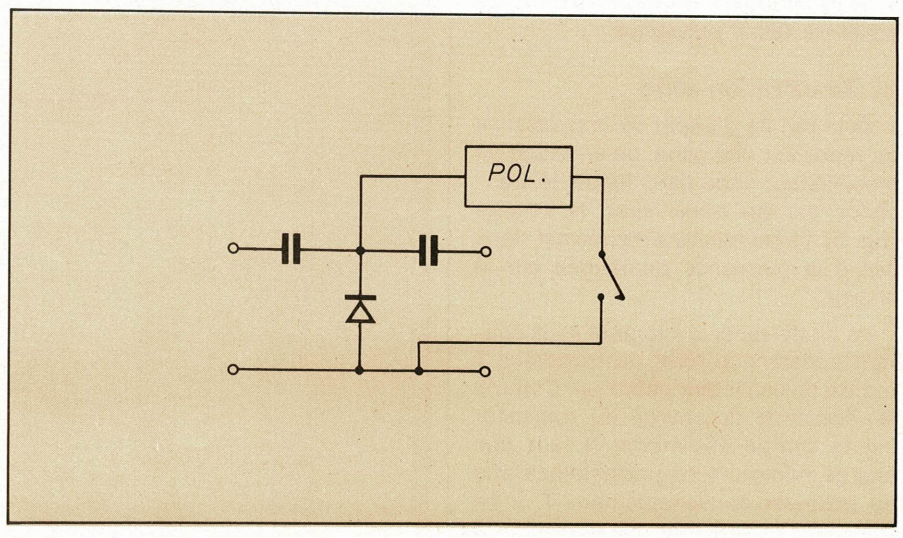


Fig. 8

La puissance dissipée dans T_2 devient :

$$P \simeq \frac{Ve - Vs}{Ich \cdot \beta}$$

T_2 pourra être un type de faible puissance.

4. Amplificateur d'erreur

On a vu précédemment que le ballast était commandé par la différence existant entre la tension de sortie et la tension de référence définie par la diode zener. On peut maintenant ajouter un amplificateur d'erreur pour améliorer la stabilisation, et son but est d'amplifier l'écart existant entre la tension de sortie et la tension de référence.

Le système le plus simple utilise un transistor ballast, un transistor faible puissance en amplificateur d'erreur et bien sûr, une zener, le tout câblé selon le schéma de la **figure 7**.

Contrairement aux apparences T_2 ne pilote pas directement T_1 (le sens des courants le montre immédiatement) mais modifie, par son courant collecteur Ic_2, la chute de tension aux bornes de R, ce qui modifie la polarisation de T_1. Supposons qu'il se produise une diminution de la tension de sortie V_s. Le potentiel sur la base de T_2 diminue, et se rapproche de la tension émetteur fixée par Z. Le courant collecteur de T_2 diminue et donc la chute de tension dans R diminue également. Ce qui augmente le potentiel de la base de T_1 par rapport à l'émetteur de T_1. Le ballast conduit donc davantage. La tension de sortie remonte.

Ce schéma simple peut être amélioré en plaçant un ensemble darlington à la place de T_1 **(fig. 8)**. Enfin, les puristes remarqueront que P est traversé par un courant suffisamment élevé pour imposer le choix d'un modèle bobiné à coefficient de température non nul. D'où une dérive de V_s en fonction de l'échauffement. On peut remédier à cet inconvénient en utilisant un darlington à la place de T_2.

De nombreuses améliorations seraient possibles ; ainsi l'utilisation d'amplificateurs opérationnels comme ampli d'erreur ; la polarisation de Z par une source de tension auxiliaire, négative par rapport à la masse, ce qui permet de régler la tension de sortie de O jusqu'à V_s et non plus seulement de V_z à V_s. Mais le lecteur intéressé se reportera à des ouvrages spécialisés traitant des nombreux problèmes d'alimentation, pour approfondir ces généralités.

La fin de cette étude sera publiée dans notre prochain numéro.

F. RUTKOWSKI

Le principe de ce programme et surtout le texte hexadécimal de la mélodie sont valables pour tous les microprocesseurs. Nous avons pris comme exemple le kit d'évaluation MK2-6800 de Motorola décrit dans notre précédent numéro (pages 95 à 104).

Programme musical

Principe

L'organigramme de la **figure 1**, basé sur la configuration hardware de la **figure 2**, permet l'interprétation d'une mélodie constituée d'une suite de notes ayant des fréquences et des durées différentes.

Pour créer une note, il suffit de maintenir pendant un nombre déterminé de cycles une onde carrée, à niveau TTL, sortant d'un fil de la PIA, comme sur la **figure 3**. En maintenant CB 2 à l'état haut TTL pendant un temps « Note » et à l'état bas pendant ce même temps, on crée la fréquence recherchée. Cette onde carrée est répétée un certain nombre de fois (Durée).

La sortie CB 2 a été choisie parce qu'elle peut fournir le courant le plus important de toutes les sorties de la PIA et parce qu'elle ne demande aucune initialisation préalable. Nous ne nous sommes pas souciés des « repos » entre notes. On pourrait par exemple, générer une fréquence ultrasonore pendant ces temps de pause ou même réserver un code spécial de note déclenchant le maintien du transistor de sortie à l'état non consommant pendant le temps voulu.

Sur l'organigramme de la **figure 1**, on voit que les doubles-mots, note-durée de la zone mélodie sont parcourus par un pointeur utilisant les contenus numériques de ces mots à deux fins : d'une part, l'accumulateur B contiendra le nombre de cycles définissant la **«durée»** et d'autre part, la routine **« temps »** utilisera l'accumulateur A dans lequel on charge la valeur **« note »** pour créer les deux paliers.

Une particularité de l'organigramme donnant un curieux timbre très fin et très doux tout en étant bien mis en relief, est l'existence d'une temporisation fixe entre chaque note de la mélodie. Cette temporisation relativement longue permet, dans les systèmes utilisant des quartz aux alentours du mégahertz, d'atteindre plus facilement les très basses fréquences sonores, comparées à l'horloge.

Dans l'organigramme, nous n'avons pas fait figurer le brochage « fin-début » qui effectue le programme de la **figure 4**. Assemblé sur EXORciser, il

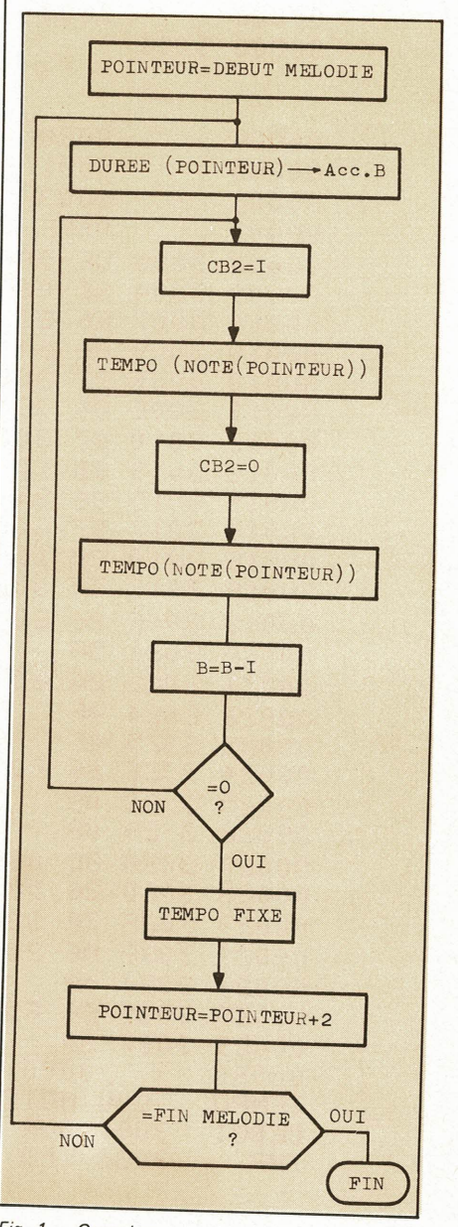


Fig. 1. – Organigramme du programme musical.

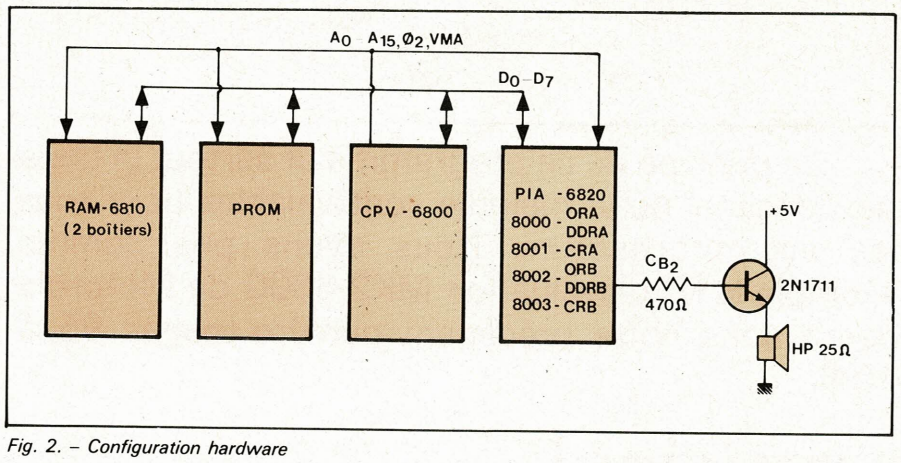


Fig. 2. – Configuration hardware

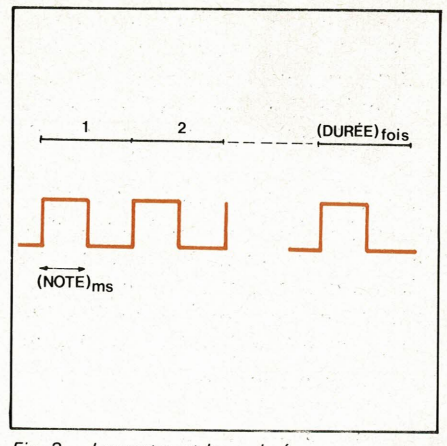


Fig. 3. – Les notes et leurs durées

```
MDOS ASSEMBLER 2.0


PAGE  002   SHUB

00001                          NAM     SHUB
00002                          OPT     O,S
00002        3000     TEMPO    EQU     $3000
00003 3001                     ORG     $3001


00004        0020     NOTE     EQU     $20
00005        0021     DUREE    EQU     NOTE+1
00006        8003     PIACRB   EQU     $8003
00007        00FF     FNMLD    EQU     $FF
00008 3001 CE 0000    DEBUT    LDX     #0
00009 3004 8E 01FF             LDS     #$1FF
00010 3007 E6 21      DUR      LDA B   DUREE,X
00010 3009 86 64      NTE1     LDA A   #$64
00010 300B B7 3000             STA A   TEMPO
00011 300E 86 3C      NTE      LDA A   #$3C
00012 3010 B7 8003             STA A   PIACRB
00013 3013 8D 1D               BSR     TMP
00015 3015 86 34               LDA A   #$34
00016 3017 B7 8003             STA A   PIACRB
00018 301A 8D 16               BSR     TMP
00019 301C 7A 3000             DEC     TEMPO
00019 301F 26 ED               BNE     NTE
00020 3021 5A                  DEC B
00021 3022 26 E5               BNE     NTE1
00022 3024 4F         PNCH     CLR A
00023 3025 4C                  INC A
00024 3026 26 FD               BNE     PNCH+1
00025 3028 08                  INX
00026 3029 08                  INX
00027 302A 8C 00FF             CPX     #FNMLD
00028 302D 26 D8               BNE     DUR
00029 302F 7E 3001             JMP     DEBUT
00029 3032 A6 20      TMP      LDA A   NOTE,X
00029 3034 4A         LP3      DEC A
00029 3035 26 FD               BNE     LP3
00029 3037 39                  RTS
00030        0000              END
TEMPO   3000 NOTE    0020 DUREE   0021 PIACRB 8003 FNMLD   00FF
DEBUT   3001 DUR     3007 NTE1    3009 NTE     300E PNCH    3024
TMP     3032 LP3     3034
```

Fig. 4. – Programme pour EXORciser

NOTE		DURÉE				
		I/I6	I/8	I/4	I/2	I
DO	FF	0A	I4	28	50	A0
DO#	FI	0A	I5	24	54	A9
RE	E4	0B	I6	2D	59	B3
MI♭	D7	0C	I8	2F	5F	BE
MI	CB	0C	I9	32	64	C8
FA	C0	0D	IA	35	6A	D4
FA#	B5	0E	IC	38	70	E1
SOL	AB	0F	IE	3D	77	EE
LA♭	A2	I0	IF	3F	7E	FC
LA	99	II	2I	43	85	-
SI♭	90	I2	23	46	8D	-
SI	88	I3	26	4B	97	-
DO	80	I4	28	50	A0	-

Fig. 5. – Tableau de correspondance notes-durées

```
ADRESSE   DONNEE

  0038    FF  I4
    3A    FF  IE
    3C    FF  I4
    3E    C0  6A
    40    C0  6A
    42    AB  77
    44    AB  77
    46    7E  F5
    48    99  43
    4A    C0  26
    4C    C0  IA
    4E    99  32
    50    C0  I0
    52    E4  70
    54    90  8D
    56    AB  77
    58    CB  I9
    5A    C0  D4
    5C    C0  D4
```

Fig. 6. – Programme pour kit MK 2

utilise une configuration mémoire un peu particulière : nous disposions d'une zone très étendue d'environ 8 K mots devant contenir la RAM et la ROM des systèmes à mettre au point, dans des zones distinctes. Or, bien que le programme commence en 3001_{16}, nous avons en 3000_{16} un mot de RAM. Ceci parait difficile à réaliser si ce n'est en utilisant entièrement une mémoire vive. Mais, comme l'application est un peu légère, rares seront ceux qui voudront fabriquer une EPROM à partir de ce programme.

Programme

Dans le kit MK 2, il suffit de tenir compte du fait que le fil CB 2 utilisateur se trouve en 8007_{16} et que l'origine sera 0000 au lieu de 3000.

Le stack-pointer n'aura pas à être chargé, car il se trouve en A07 F par la routine de remise à zéro du moniteur J– BUG.

```
ADRESSE     DONNEE

  0000      0I
  000I      CE 00 00
  0004      0I 0I 0I
  0007      E6 39
  0009      86 0I
  000B      B7 00 00
  000E      86 3C
  00I0      B7 80 07
  00I3      8D ID
  00I5      86 34
  00I7      B7 80 07
  00IA      8D I6
  00IC      7A 00 00
  00IF      26 ED
  002I      5A
  0022      26 E5
  0024      4F
  0025      4C
  0026      26 FD
  0028      08
  0029      08
  002A      8C 00 28
  002D      26 D8
  002F      7E 00 0I
  0032      A6 38
  0034      4A
  0035      26 FD
  0037      39
  0038      NOTE I
    -       DUREE I
    -       NOTE 2
    -       DUREE 2

  00FF      ETC...
```

Fig. 7. – Programme de la mélodie... à découvrir.

Donc, le contenu des mots 4, 5, 6 sera remplacé par des 01 (NOP-pas d'opération).

D'autres modifications ont été apportées sur le listing du programme-objet de la **figure 6** (programme pour le kit MK 2), facilement repérables en se référant au programme source de la **figure 4**.

Par exemple, en B, 1 C, 2 F, on modifie les adresses 3000 par 0000 tout en conservant l'adressage étendu pour une éventuelle réalisation en ROM...

La zone-mélodie, située en 20_{16} dans la version de l'exécution sur l'EXORciser prendra sa place sur le kit MK 2 à partir des adresses 0038, etc.

Pour introduire un texte musical valable pour les microprocesseurs, nous avons utilisé le tableau de correspondance notes-durées de la **figure 5** (également publié dans le Haut-Parleur n° 1600 page 157).

On comprend aisément que les temps auront des valeurs dépendantes de la hauteur de la note. On dénombre deux fois plus de cycles pour une note à l'octave supérieur, car sa fréquence est double pour une même durée (croche, noire, etc.).

La **figure 7** donne un fragment d'une chanson très connue. Laquelle ?

Pour le savoir, il suffit d'écrire le programme, de frapper les codes de la mélodie et de lancer le programme en 0000 dans la version kit ou 3000 sur EXORciser, avec un petit haut-parleur alimenté par un transistor quelconque dont la base est connectée à la sortie CB 2 de la PIA **(voir figure 2)**.

Les dix premiers lecteurs qui nous enverront le nom de la mélodie de la figure 7 recevront, outre les compliments de l'auteur, un abonnement d'un an à Electronique Applications.

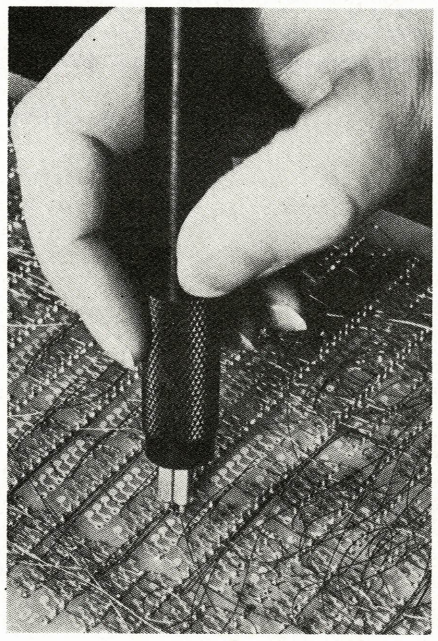
Ne pas s'étonner de l'interprétation très fantaisiste de cette mélodie due à la rapidité d'exécution du programme.

A. DORIS

NOUVEAUTES

Procédé d'interconnexion par fils émaillés

Le procédé EMAFIL® développé par Matra depuis 1968 vient s'ajouter aux deux principales techniques actuelles d'interconnexion : le circuit imprimé et le wrapping. Ce procédé met en œuvre du fil de cuivre standard (émail thermo-soudable) et des cartes imprimées simplifiées simple ou double face. Chaque équipotentielle est matérialisée par un fil unique. Grâce à l'émail

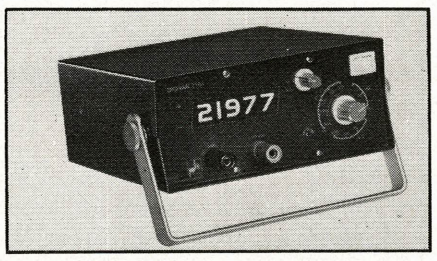


isolant, les croisements de fils ne posent pas de problème. Les cartes imprimées ne comportent que des pastilles, sur lesquelles viennent se souder les composants et les fils, et peuvent donc être facilement standardisées. Un dépôt d'étain-plomb permet le soudage par refusion sans apport de soudure lors du câblage. Les machines utilisées pour ces opérations de câblage vont de l'outil manuel du maquettiste (EMASOUD) jusqu'à la machine semi-automatique à commande numérique (EMAXY).

Soudure Electrique Languepin, 8 rue Proudhon, 93210, La-Plaine-St-Denis. Tél. : 203.03.81.

Multimètre digital

Cet appareil, commercialisé sous la référence 7101, possède cinq fonctions et couvre les gammes suivantes :



– 1 μV à 500 V en voltmètre continu
– 0,1 μA à 500 mA en ampèremètre continu
– 10 μV à 500 V en voltmètre alternatif
– 1 μA à 500 mA en ampèremètre alternatif
– 0,1 Ω à 5 MΩ en ohmmètre.

Il est équipé d'un affichage 50 000 points à afficheurs sept segments de 14 mm et offre une précision de 0,05 %.

Le 7101 ne possède que deux bornes d'entrée, communes à toutes les fonctions. Un commutateur rotatif permet de sélectionner les différentes gammes de mesure.

Sefelec, 2 ter, rue Gaston-Soufflay, 94500 Champigny-sur-Marne. Tél. : 706.15.80.

Films pour l'optique industrielle

3 M propose une gamme de films destinés à capter, orienter, concentrer, grossir et diffuser les rayons lumineux : le film anti-reflet (« Light Control Film »), la loupe linéaire (« Lensfilm »), le film diffuseur de lumière et le « Panel Film ».

Le film anti-reflet (« Light Control Film ») est une feuille de plastique très mince comportant de minuscules volets étroitement serrés. Ce film, qui agit comme un petit store vénitien, est destiné à améliorer la lisibilité des différents moyens d'affichage de données alphanumériques. Le film anti-reflet utilisé devant les sources de lumière, assure un meilleur contraste; une réduction des reflets et permet d'orienter les angles de vision selon un axe horizontal ou vertical.

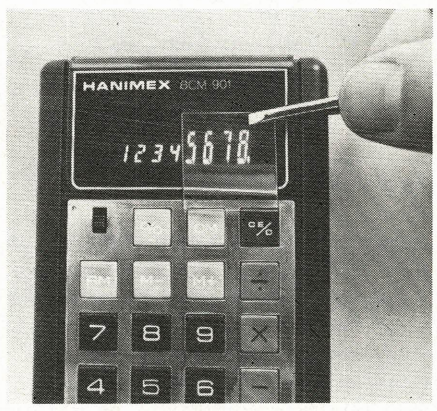
Le film anti-reflet peut être appliqué sur tous les appareils d'affichage par diodes électro-luminescentes (LED), par tubes cathodiques (CRT) ou par cristaux liquides (LCD).

La loupe linéaire plate (« Lensfilm ») est un film plastique très mince qui comporte des sillons et des arêtes formant une lentille linéaire (principe d'une lentille de Fresnel plate et linéaire). Ce film a les propriétés optiques d'une loupe et permet d'augmenter en fonction des différentes focales, la taille des affichages lumineux, qu'il s'agisse de montres, d'appareils de mesure...

La loupe linéaire plate peut être combinée avec le film anti-reflet (« Light Control Film ») permettant ainsi non seulement de grossir mais également de sélectionner les angles de vision, d'améliorer le contraste et de réduire les interférences lumineuses dues à l'éclairage ambiant.

Le film diffuseur de lumière permet de diffuser uniformément sans « point chaud » la lumière à partir d'une source ponctuelle telle que les diodes.

Souple et flexible, ce film a une épaisseur qui peut aller selon les utilisations de huit à trois dizièmes de millimètre.



Ce film permet notamment de réduire les coûts de production qu'entraînait la création de systèmes de diffusion de lumière prémoulés pour les luminaires par exemple.

Le « Panel Film » est un film plastique de protection des affichages lumineux ; il peut être traité anti-abrasion. Ce film est disponible dans un grand nombre de couleurs différentes permettant de les adapter à la longueur d'onde des afficheurs électro-luminescents sur lesquels ils ont utilisés (diodes, tubes cathodiques, ampoules lumineuses...).

3 M France, Bd de l'Oise, 95000 Cergy. Tél. : 031.61.61.

Capteur de déplacement sans contact

Ce capteur opto-électronique fabriqué par SEAT peut être employé avec ou sans câble optique.

Il présente une insensibilité totale aux parasites et utilise une source de lumière solide ; sa fiabilité est excellente (MTBF > 4000 heures).

Ses températures de fonctionnement sont comprises entre – 30 et + 80 °C en version militaire et entre 0 et + 70 °C en version professionnelle.

Il est équipé d'un voyant de signalisation de fonctionnement. Sa sensibilité est réglable de 2 à 50 mm avec fibre et jusqu'à trois mètres sans fibre.

L'alimentation est unique (5 V ± 0,5 V).

Ce capteur peut s'employer en barrière ou en réflexion.

Comsatec, 16 rue Baudin, 92300 Levallois-Perret. Tél. : 758.59.10.

Acupuncture par rayon laser

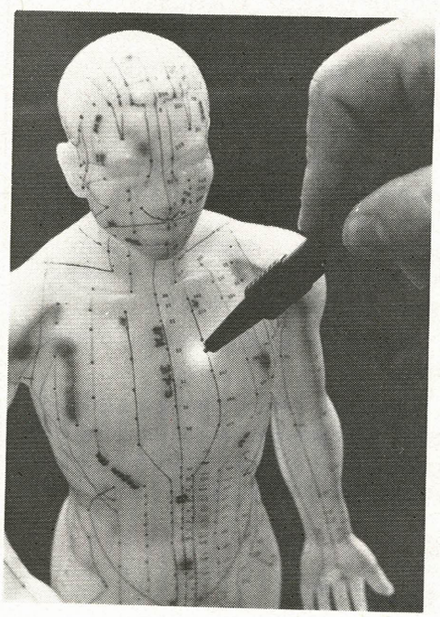
Comme la lumière rouge traverse sans problème l'épiderme, il est possible depuis peu de parvenir, avec des rayons laser de cette couleur, à des profondeurs de pénétration de quelques millimètres avec une faible puissance.

Ces « piqûres d'aiguilles » indolores et parfaitement aseptiques vont-elles ouvrir de nouveaux horizons à l'acupuncture ?

Les rayons du laser hélium-néon ont une longueur d'onde de 0,632 μ. C'est dans cette gamme spectrale que la transparence cellulaire de la peau humaine est maximale et des résultats certains sont obtenus, même avec d'infimes puissances de rayonnement. Un appareil commercialisé par Messerschmitt-Bölkow-Blohm GmbH sous le nom de « Akup Las » utilise un tube hélium-néon (LGR 7621) fabriqué par Siemens. La puissance laser de cet appareil est de 2 mW pour un rayon de 1 mm de diamètre, et la profondeur de pénétration cutanée est de trois à dix millimètres en fonction de la peau.

Le rayon laser émis par le tube passe dans une fibre de verre munie à son extrémité d'un embout que le thérapeute applique directement sur la peau du patient. La concentration ponctuelle du rayon laser permet de bien délimiter l'action sur les zones du corps humain où selon la théorie de l'acupuncture sont « représentés » les divers organes.

Outre de telles séances d'acupuncture, il est également possible selon les indications du constructeur de procéder à des applications en surface, soit directement sur le lieu même de la douleur, soit sur les points cutanés et



les zones réflexes telles les muqueuses. Selon les tolérances, l'énergie du rayonnement émis par le tube hélium-néon peut varier de 1 mWs à 100 mWs pour une durée maximale de 60 s.

Siemens, 39-47 b^{d} Ornano, 93100 Saint-Denis. Tél. : 820-61-20

Thermomètres numériques

Ces appareils de la firme britanique Digitron sont disponibles en trois versions : portable, sur table et encastrable.

Les avantages de cette nouvelle série sont la grande étendue de mesure (– 50 °C à + 1200 °C), la linéarisation et compensation de soudure froide automatique, le changement de gamme automatique, le zéro automatique et la résolution de 0,1 °C jusqu'à 185 °C.

IC MASTER 78

le seul annuaire mondial des C.I. à remise à jour trimestrielle gratuite dès maintenant disponible chez votre distributeur de composants

DEMANDEZ LA LISTE DES DEPOSITAIRES
CONSEIL & PROMOTION
1, rue Damiens - 92100 BOULOGNE-BILLANCOURT

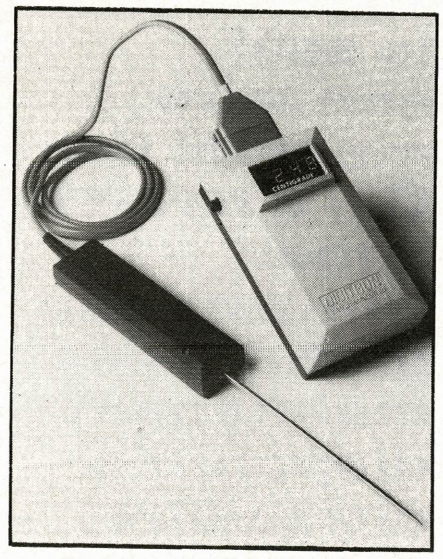
2200 pages (1000 de plus qu'en 1977) de références indispensables à tout ingénieur en électronique

- tables d'identification des produits
- répertoire des homologations JAN
- tables de sélection par paramètres
- dictionnaire des boitiers et gammes de température
- tableaux des " secondes sources "
- annuaire des fabricants et distributeurs
- gamme de produits par fabricant
- répertoire des notes d'application
- fiches techniques des principaux produits

REMISE A JOUR TRIMESTRIELLE GRATUITE

IC MASTER 78

L'instrument portable (TH 1750) fonctionne sur piles ou batteries rechargeables ; il est fourni de façon standard dans une mallette compacte de transport qui comprend un emplacement pour deux sondes usuelles. Un modèle spécialement conçu pour l'industrie alimentaire pouvant supporter des environnements difficiles (graisse, vapeurs, chaleur des fours, etc.) est disponible. Ce modèle TH 1752 dispose d'une sonde spéciale en acier inoxydable idéale pour la



mesure de la température des aliments de cuisson.

Les instruments de table (TH 2571) et encastrables (TH 3750) sont logés dans des boîtiers robustes aux normes DIN (96 x 48). A chaque instrument peut être associée une boîte de commutation permettant d'effectuer la mesure sur six ou douze points différents en utilisant le même instrument de base.

Tous les instruments dont disponibles sur stock.

ITT-Métrix, Chemin de la Croix-Rouge, B.P. 30, 74010 Annecy. Tél. : (50) 52.81.02.

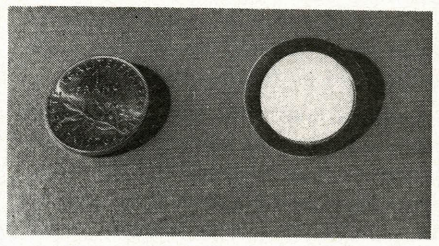
Buzzer piézo

Ce buzzer, fabriqué par Matsushita, est un transducteur en céramique piézo électrique fixé à une plaque métallique.

Il existe dans une gamme de 10 à 40 mm de diamètre pour une épaisseur de 0,4 à 1 mm.

Alimenté par un courant alternatif, il fournit un signal sonore qui atteint un niveau supérieur à 70 dB à 10 cm pour une alimentation de 5 V c. à c.

Il peut être alimenté jusqu'à 30 V c. à c.



Ses domaines d'applications se situent en horlogerie, informatique, alarmes, jeux.

C.C.I., 42 rue Etienne Marcel, 75081 Paris Cedex 02. Tél. : 233.61.14.

Sociétés cherchent importateur français

Deux sociétés britanniques cherchent actuellement un représentant de leurs produits en France.

L'une d'elle est spécialisée dans les systèmes de téléguidage pour grues, l'autre dans les matériels et composants pour les industries des communications et radars dans le secteur privé (et non pas militaire).

Pour tous renseignements, s'adresser à :

Monsieur Muat, Service commercial, **Ambassade de Grande-Bretagne,** 35 rue du Faubourg-Saint-Honoré, 75008 Paris. Tél. : 266.91.42.

ELEC 79

La prochaine Exposition Internationale de l'Equipement Electrique « ELEC » aura lieu à Paris, au Parc des Expositions de la Porte de Versailles, du lundi 10 au samedi 15 décembre 1979.

Dans la ligne des grandes expositions spécialisées, ELEC présentera un panorama des équipements électriques pour l'industrie, les services publics et l'habitat. Son rythme triennal en fait un événement de portée internationale permettant une confrontation des efforts des entreprises.

Complément indispensable de la présentation des matériels et des systèmes, des colloques et conférences techniques se dérouleront simultanément. Ils traiteront donc de tous les problèmes liés à l'électrotechnique allant des systèmes d'automatismes jusqu'aux matériels d'installation domestique.

L'Association Interequipelec, organisatrice de l'exposition en a confié la réalisation et la gestion à la S.D.S.A. qui est chargée du Commissariat Général.

Rappelons que la S.D.S.A. organise les salons internationaux du Groupement des Industries Electroniques et, en particulier, le Festival du Son, le Salon des Composants Electroniques, le Salon Audiovisuel et Communication.

ELEC 79 se tiendra en même temps que MESUCORA et l'Exposition de Physique.

S.D.S.A., 20 rue Hamelin, 75116 Paris. Tél. : 505.13.17.

Catalogue V MOS

Siliconix vient d'éditer un nouveau catalogue d'une cinquantaine de pages sur les transistors de puissance VMOS.

Il regroupe les dispositifs JEDEC 2 N 6656-58, 2 N 59-61, les circuits d'interface VMOS, les dispositifs économiques en boîtier TO 202 plastique.

Ce catalogue est complété par trois notes d'applications **en Français** qui traitent de la technologie des VMOS et détaillent le grand nombre d'applications dans les domaines de la moyenne puissance :

- Alimentations à découpage
- Convertisseurs
- Commutateurs analogiques
- Circuits d'interface
- Utilisations en haute-fréquence.

Ce nouveau catalogue est disponible sur simple demande chez Siliconix ou l'un de ses distributeurs (voir réseau de distribution).

Siliconix, 70 avenue du Général-de-Gaulle, Echat 559, 94020 Créteil Cedex. Tél. : 377.12.51.

Circuit driver pour transistor de puissance

Le circuit intégré ICL 8063 est destiné à amplifier les signaux de faible puissance sortant des circuits linéaires ou numériques standard, de façon à attaquer des transistors de forte puissance.

Ce circuit, protégé contre les courts-circuits, peut commander une charge de plus de 50 W. Il contient deux régulateurs qui délivrent ± 13 V, ce qui permet d'alimenter les circuits linéaires ou logiques situés en amont. Son impédance d'entrée est de 500 kΩ.

Le signal de sortie de ± 30 V peut commander tout type de transistor de puissance (paire complémentaire).

La feuille de spécification du circuit est détaillée (huit pages) et contient des schémas d'applications tels qu'ampli de puissance, générateur de fonctions, commande de moteur à courant constant, ampli Hi-Fi (8 Ω/50 W).

Intersil, 3 rue de Marly, 78000 Versailles. Tél. : 953.47.08.

Amplificateur B.F. de puissance

Le circuit intégré monolithique TDA 2002 est conçu pour l'amplification de puissance en classe B à faible impédance de charge (jusqu'à 1,6 Ω si nécessaire).

La puissance de sortie est de 8 watts sur 2 Ω pour 14,4 V d'alimentation ou bien de 6,5 watts sur 5 Ω pour 16 V d'alimentation.

Ce circuit est protégé contre les surcharges thermiques et peut supporter des températures ambiantes élevées et des surcharges transitoires ou permanentes en sortie.

Cet amplificateur existe également sans circuit de protection contre les surtensions (référence TDA 2002 A).

La gamme de tension d'alimentation est de 8 à 18 V.

Le boîtier de puissance est à cinq broches en lignes.

Fairchild, 121 avenue d'Italie, 75013 Paris. Tél. : 584.55.66.

Générateurs d'essais

Le générateur de tension de choc P 6 R et le générateur de perturbations HF P 3 servent à l'essai de tenue électromagnétique (EMC) de relais de protection électronique et autres équipements similaires soumis, sur le lieu d'utilisation, à des champs de perturbations électromagnétiques intenses et à des surtensions transitoires élevées.

Le générateur P 6 R fournit une impulsion normalisée 1, 2/50 µs de max 6 kV. Le générateur de perturbations P 3 donne une onde oscillante amortie de 1 MHz à max. 3 kV. Les appareils répondent, en ce qui concerne l'énergie emmagasinée et l'impédance de source, à la recommandation CEI No. 255-4 ainsi qu'à la norme ANSI No. C 37-90 a.

Ces deux appareils sont particulièrement destinés à équiper les centrales électriques et les sous-stations.

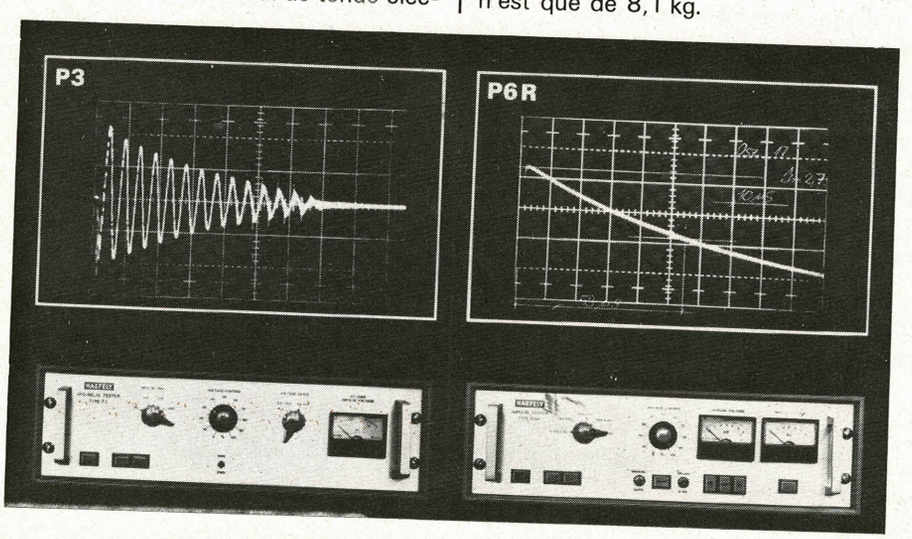
Haefely, 4 rue de la Bourse, 75002 Paris. Tél. : 742.08.20.

Nouvel oscilloscope portable

L'oscilloscope portable Tektronix 442 est destiné à la maintenance.

Il est conçu pour les utilisateurs désireux de posséder un oscilloscope léger, de faible coût, et de bande passante moyenne, leur permettant de réduire leurs dépenses de dépannage, de maintenance et de formation de techniciens. En effet, son emploi très aisé le met à la portée d'un personnel de maintenance ne bénéficiant pas d'une formation très approfondie, et permet d'éviter les pertes de temps occasionnées par la manipulation d'un instrument complexe.

Le 442 est un oscilloscope double trace, d'une bande passante de 35 MHz, d'une sensibilité de 2 mV/div. et d'une vitesse de balayage de 10 ns/div. Son poids n'est que de 8,1 kg.



MASTER 78

un recueil unique au monde que vous devez posséder à propos de circuits intégrés examinez-le chez votre distributeur de composants

DEMANDEZ LA LISTE DES DEPOSITAIRES
CONSEIL & PROMOTION
1, rue Damiens 92100 BOULOGNE BILLANCOURT

2200 pages (1000 de plus qu'en 1977) de références indispensables à tout ingénieur en électronique

tables d'identification des produits
répertoire des homologations JAN
tables de sélection par paramètres
dictionnaire des boîtiers et gammes de température
tableaux des " secondes sources "
annuaire des fabricants et distributeurs
gamme de produits par fabricant
répertoire des notes d'application
fiches techniques des principaux produits

REMISE A JOUR TRIMESTRIELLE GRATUITE

MASTER 78

MASTER 78

voir avant d'acheter c'est normal votre distributeur vous présentera l'outil d'information indispensable à tout ingénieur d'application

DEMANDEZ LA LISTE DES DEPOSITAIRES
CONSEIL & PROMOTION
1, rue Damiens - 92100 BOULOGNE-BILLANCOURT

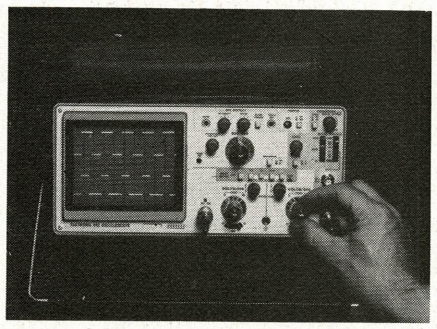
2200 pages (1000 de plus qu'en 1977)
de références indispensables
à tout ingénieur en électronique

- tables d'identification des produits
- répertoire des homologations JAN
- tables de sélection par paramètres
- dictionnaire des boitiers et gammes de température
- tableaux des " secondes sources "
- annuaire des fabricants et distributeurs
- gamme de produits par fabricant
- répertoire des notes d'application
- fiches techniques des principaux produits

REMISE A JOUR TRIMESTRIELLE GRATUITE

MASTER 78

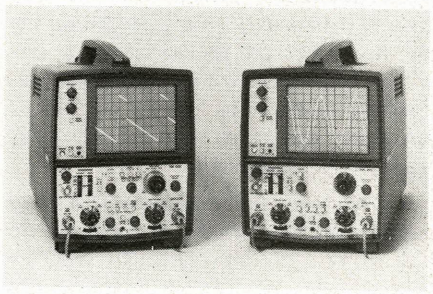
La possibilité de couplage continu et la bande passante offertes par cet oscilloscope le destinent à la plupart des applications de maintenance d'appareils numériques. Son fonctionnement en X-Y par les voies verticales de déclenchement externe garantit son déclenchement à des niveaux TTL même lors de l'utilisation d'une sonde 10 X pour la réduction de la charge capacitive en entrée.



Tektronix, Z.I. de Courtabœuf, avenue du Canada, B.P. 13, 91401 Orsay Cedex. Tél. : 907.78.27.

Deux nouveaux oscilloscopes portables

Les deux oscilloscopes portables T 932 A et T 935 A sont de nouvelles versions des T 932 et T 935. Ils bénéficient, pour le même prix très modéré



que leurs précédesseurs, des caractéristiques nouvelles suivantes :

– Sélection du couplage de déclenchement, continu ou alternatif
– Représentation différentielle (voie 1, moins voie 2)
– Représentation découpée/alternée
– Fonctionnement en X-Y
– Temps d'inhibition du balayage variable pour le réglage de la fréquence de balayage sans modification de l'étalonnage de la base de temps.

sans compter les avantages présents sur tous les appareils de la série T 900 :

– Qualité et fiabilité Tektronix : de nombreux tests d'endurance et de nombreux contrôles sont effectués pendant une semaine
– Conception modulaire
– Code de couleur des commandes
– Grands écrans
– Réticule interne.

Le T 935 possède en outre un mode de balayage retardé permettant d'expanser sélectivement et de représenter par la base de temps B les signaux dont les détails n'apparaissent pas nettement par le balayage A.

Les T 932 A et T 935 A sont deux oscilloscopes, deux voies, 35 MHz, avec une sensibilité de 2 mV/div, et une vitesse de balayage de 10 ns/div avec expansion X 10. Ils sont livrés avec deux sondes X 10.

Ils sont destinés tout particulièrement à l'enseignement, à la maintenance sur le site, et aux applications de maintenance générale.

Tektronix, Z.I. de Courtabœuf, avenue du Canada, B.P. 13, 91401 Orsay Cédex. Tél. : 907.78.27

Répondeur téléphonique miniature

Ce répondeur entièrement automatique est équipé d'un micro à condensateur. La durée du message pré-enregistré peut être de 25 secondes, l'enregistrement du message étant fait automatiquement sur une bande sans fin. Le bon fonctionnement des circuits est visualisé par trois LED et un système de sécurité contrôle ce fonctionnement en permanence.

L'alimentation se fait sur secteur 220 volts.

Le poids de l'appareil est de un kilo.

Signalons que le « Mémoryphone 301 » ne prend pas de messages des correspondants, ce qui n'est pas important dans beaucoup d'applications et permet de réduire le coût.

Gadco, 57 avenue Raymond Poincarré, 75016 Paris. Tél. : 727.67.18.

Le directeur de la publication : J.-P. Ventillard – Imprimerie Edicis, 91019 Evry – Commission paritaire nº 59-178 – Dépôt légal 2e trimestre 1978.

l'informatique à votre portée

avec les ordinateurs "HEATHKIT"

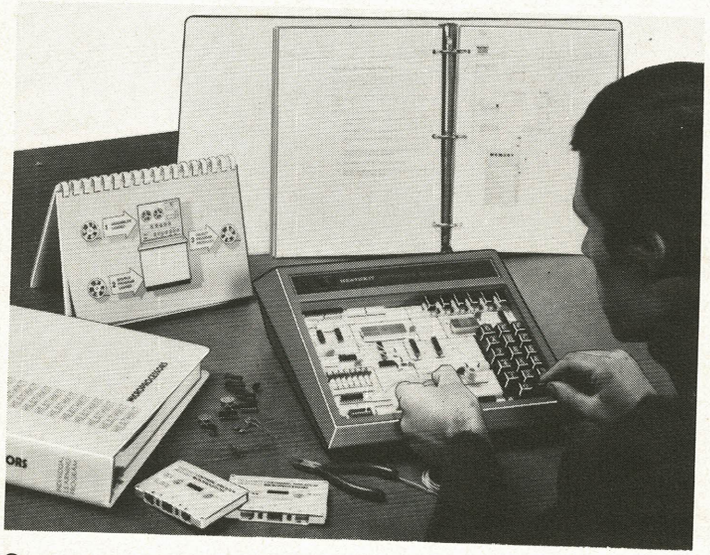
... deux systèmes complets, étudiés spécialement pour vous, techniciens, scientifiques, éducateurs, amateurs avertis, responsables d'entreprises.

- Système H8, mots de 8 bits, avec microprocesseur 8080 A et capacité de mémoire centrale extensible à 32 K mots (RAM statique).
- Système H11, mots de 16 bits, avec microprocesseur LSI 11, et capacité de mémoire centrale extensible à 32 K mots (RAM - MOS statique).
- Nombreux périphériques : Console de visualisation - Perforateur/lecteur de bande - Imprimante DEC LA 36 (30 cps) - Mémoire masse sur cassettes, disques souples - Interfaces I/0 séries, parallèles. Ce matériel est livré en KIT* ou en ordre de marche, avec logiciel très complet, comprenant même le Basic 8K (en option : Basic 12 K et gestion fichier) vous permettant de développer vos applications à l'infini.

* Les unités centrales (CPU) sont livrées câblées et testées par HEATHKIT.

Clubs d'utilisateurs - Prix très compétitifs...

... à partir de ***3.460 F*** *(HT)*



Centres de démonstration :
PARIS (6e), 84 Bd Saint-Michel, tél. 326.18.91
LYON (3e), 204 rue Vendôme, tél. (78) 62.03.13

KIT MICRO-ORDINATEUR d'initiation "6800"
Moniteur 1 K ROM - 256 x 8 RAM - Extension à 512 x 8 RAM - Affichage 6 digits, 7 segments - Clavier hexadécimal - Possibilité d'extension cassette, etc... - Livré avec alimentation stabilisée - Manuel en Anglais.

Prix : **1.990 F** (TTC) + port 20 F.

COURS sur les MICROPROCESSEURS
Le plus complet à ce jour, 8 chapitres, 800 pages, rédigé en Anglais, assorti d'exemples et expériences, à l'aide de 62 composants électroniques (y inclus).

Prix : **820 F** (TTC) + port 10 F.

Bon à découper, à adresser à :

FRANCE : Heathkit, 47 rue de la Colonie, 75013 PARIS, tél. 588.25.81
BELGIQUE : Heathkit, 16 Av. du Globe, 11.90 BRUXELLES, tél. 344.27.32

Je désire recevoir votre catalogue 16 pages couleurs, en Anglais, contenant tous renseignements sur : (cocher la case)

☐ Ordinateurs H 8 et H 11 ☐ Cours sur les microprocesseurs

Je joins 4 Francs en timbres, pour frais d'envoi

Nom, prénom _____

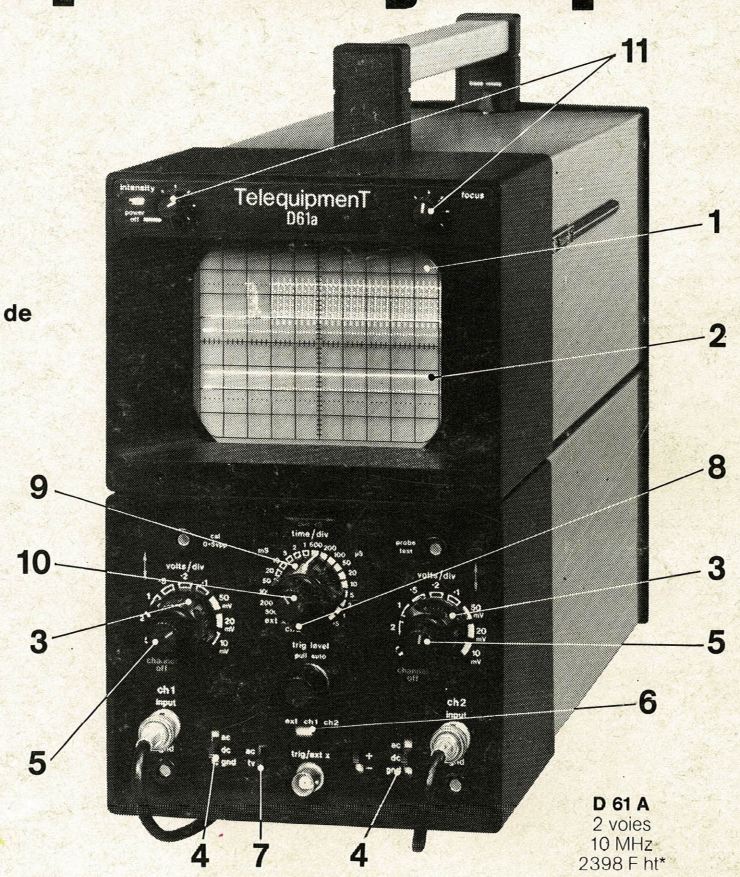
N° _____ Rue _____

Code postal _____ Ville _____

E.A.E -78

22 oscilloscopes Telequipment. Equipez-vous pour longtemps.

1 Grand écran : 8 x 10 cm
2 Bande passante de 0 (DC) à 10 MHz.
3 Sensibilité : de 10 mV/cm à 5 V/cm.
4 Sélection du couplage en entrée : alternatif – masse – continu.
5 Positionnement sur toute la valeur de l'écran des deux signaux. Possibilité de recouvrement pour comparaison.
6 Choix du déclenchement aisé : voie 1 – voie 2 ou extérieur.
7 Déclenchement TV aisé.
8 Possibilité de visualisation X-Y.
9 Base de temps : 500 ms à 0,5 µs/cm
10 Loupe électronique.
11 Réglage aisé pour avoir une trace fine et brillante.

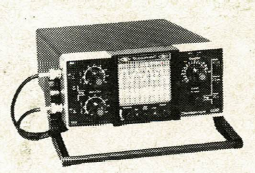


D 66 A : prix 5016 F ht*

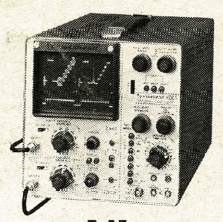
D 61 A
2 voies
10 MHz
2398 F ht*

D 67 A
double base de temps
2 voies
25 MHz
5780 F ht*

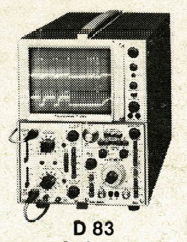
DM 64
A mémoire
2 voies
10 MHz
7091 F ht*



D 32
A batterie
2 voies
10 MHz
4198 F ht*



D 65
2 voies
15 MHz
4128 F ht*



D 83
A tiroirs
2 voies
50 MHz
9062 F ht*

CPV-Riss TL 19

* Prix en vigueur le 7/12/77

Coupon à retourner à Tektronix,
Service Promotion des Ventes – BP 13 – 91401 ORSAY E.A.6

M _____ Société _____

Adresse _____

_____ Tél. _____

désire recevoir sans engagement de ma part,

☐ une documentation sur la gamme d'oscilloscopes Telequipment

☐ la visite d'un ingénieur commercial

TEKTRONIX : BP 13 – 91401 ORSAY – Tél. 907.78.27
Centres Régionaux : Lyon Tél. (78) 76.40.03
Rennes Tél. (99) 51.21.16 – Toulouse Tél. (61) 40.24.50
Aix-en-Provence. Tél. (42) 59.24.66 – Strasbourg. Tél. (88) 39.49.35

TELEQUIPMENT
GROUPE **TEKTRONIX**